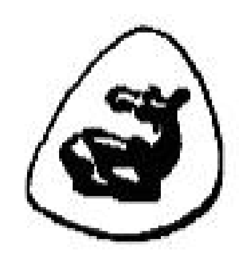


Н.К. ПОЛУЯНОВИЧ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

? Диоды

? Тиристоры

? Биполярные транзисторы с изолированным затвором –IGBT

? МОП-транзисторы – MOSFET

? Силовые ключи (MOSFET) с защитными свойствами

? Управляющие микросхемы – драйверы для IGBT

? Устройства преобразовательной техники

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
ТАГАНРОГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Н.К. Полуянович

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Таганрог 2005

УДК 621.38(075.8)

Полуянович Н.К. Силовая электроника: Учебное пособие. Таганрог.: Изд-во ТРТУ, 2005. 204 с.

Приведены базовые структуры мощных ключевых полупроводниковых приборов, их характеристики, методы управления и защиты. Рассмотрены основные режимы работы силовых ключей и особенности их применения в устройствах преобразования электрической энергии.

Предназначено для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений, а также специалистов, занимающихся применением полупроводниковых ключей, и разработчиков силовых схем.

Табл. 1. Ил. 272. Библиогр.: 14 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Таганрогского государственного радиотехнического университета

Рецензенты:
И.М. Чекрыгина, д-р техн. наук, профессор, главный научный сотрудник ТНИИС

© Таганрогский государственный
радиотехнический университет, 2005
©Н.К.Полуянович, 2005

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Целью учебного пособия является рассмотрение вопросов, которые возникают при использовании мощных полупроводниковых ключей. Рассматривается основные типы полупроводниковых ключей с переходом к проблеме создания универсального ключа с характеристиками, близкими к **идеальным** [1]. Показаны базовые структуры и характеристики некоторых типов транзисторных и тиристорных ключей новейших комбинированных технологий. Особое внимание уделено применению ключей в силовых схемах.

Основой учебного пособия явился курс лекций "Энергетическая электроника", читаемый автором на кафедре ТОЭ ТРТУ [1].

Развитие силовой электроники привели к созданию и освоению промышленностью нового поколения силовых полупроводниковых приборов: силовых транзисторов различных видов и запираемых тиристоров. Современные полупроводниковые ключи обладают полной управляемостью, способностью переключать цепи с мощностями выше 1 МВт при высоких значениях напряжений и токов, высоком быстродействии и крайне низком потреблении мощности на управление. На основе нового поколения силовых полупроводниковых приборов стало возможным существенно повысить технико-экономические показатели и расширить функциональные возможности традиционных статических преобразователей: выпрямителей, инверторов, преобразователей частоты и др. Новое поколение преобразователей частоты позволяет решить задачу практически полной управляемости двигателей переменного тока посредствам реализации законов оптимального частотного управления. В результате проявилась возможность создания эфективных недостающих звеньев между исполнительными органами электромеханических систем и уже достаточно развитыми устройствами информационной микроэлектроники, которые способны перерабатывать огромные потоки информации, в частности в целях управления различными электрическими машинами [3]. Наиболее широкой областью применения полупроводниковых преобразователей является электропривод постоянного и переменного токов, используемый в различных сферах промышленности, энергетики, на транспорте, в коммунальном хозяйстве и др. С помощью средств современной электроники созданы принципиально новые электромеханические преобразователи, работа которых без электронных приборов была бы невозможной. К таким преобразователям относятся шаговые, вентильные двигатели, синхронные генераторы с самовозбуждением и многие другие.

Учебное пособие предназначено для для студентов специальностей связанных с энергетической электроникой И поможет более глубокому пониманию устройств сиговой электроники, Оно может быть полезно инженерам, связанным как с разработкой новых схем на базе силовых ключей, так и с эксплуатацией современных преобразователей и электромеханических систем, содержащих силовые электронные устройства.

РАЗВИТИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ

Бурное развитие современной промышленной техники неразрывно связано с успехами энергетической или силовой электроники. Ее необходимость определяется большой потребностью в эффективных преобразователях и регуляторах электрической энергии. Характеристики и параметры силовых схем зависят от применяемых полупроводниковых приборов. Высокое качество полупроводниковых переключателей, их уникальные характеристики открывают перспективы совершенствования электронных устройств.

Энергетическая электроника предназначена для преобразования мощности, поэтому полупроводниковые элементы рассматриваются с точки зрения ключевого режима работы. Роль полупроводникового ключа заключается в коммутации различных частей схемы. Ключ должен обладать идеальными свойствами. Он должен мгновенно, при нулевой мощности управления, переключать бесконечно большие токи и блокировать бесконечно большие напряжения, иметь нулевое остаточное напряжение и токи утечки. Это возможно, при моделировании электронных схем на ЭВМ. Практические ключи могут лишь в той или иной степени приближаться к "**идеальным**"[1].

Разработка силовых ключей проходила поэтапно:

- С 40-х до 60-х годов были разработаны основные типы управляемых полупроводниковых ключей (биполярных и униполярных транзисторов и обыкновенных тиристоров). Повышение мощности приборов достигалось, за счет увеличения физических размеров структуры, что позволило обеспечить коммутируемые токи до 100 А и напряжение до 1000 В.
- В 70-х годах была разработана планарная технология, совершенствовались методы диффузии в полупроводниковые структуры и на базе вертикальных и многоканальных структур появились мощные биполярные и полевые транзисторы, способные рассеивать мощность в несколько ватт, затем были разработаны составные транзисторные и тиристорные ключи на дискретных элементах, сочетающих преимущества биполярных и полевых приборов.
- В 80-х годах были разработаны мощные гибридные модули с применением методов интегральной электроники. Появились совмещенные биполярно-полевые монолитные структуры. Коммутируемые токи составили сотни ампер и напряжения тысячи вольт. Тиристорные ключи стали полностью управляемыми с мегаваттным диапазон мощностей.
- Начало 90-х годов. Охарактеризовалось совершенствованием технологии, улучшением, качественных показателей ключевых приборов по быстродействию и остаточным напряжениям.
- Конец 90-х годов, характеризуется широким применением "интеллектуальных" приборов, субмикронных технологий, внедрением управляющих структур с изолированным затвором в структуры мощных тиристорных ключей. Наметилась тенденция по созданию универсального

полупроводникового ключа, управляемого по изолированному затвору, с мощностью переключения, как у "тиристора", и остаточным напряжением, как прямое напряжение обычного диода.

В основу первых полупроводниковых ключей были положены теория выпрямления на границе р-п-перехода и открытие принципа полевого эффекта [2]. Исследования завершились созданием Бардиным и Браттеином в 1948 году точечного биполярного транзистора (рис. 1).

1949-1950г. Шокли на основе германия (Ge) разработал первый маломощный плоскостной биполярный транзистор - БТ (BJT - Bipolar Junction Transistor). В 1952 году был создан полевой транзистор с управляющим р-п-переходом - унитрон (Unipolar Transistor) (рис. 2).

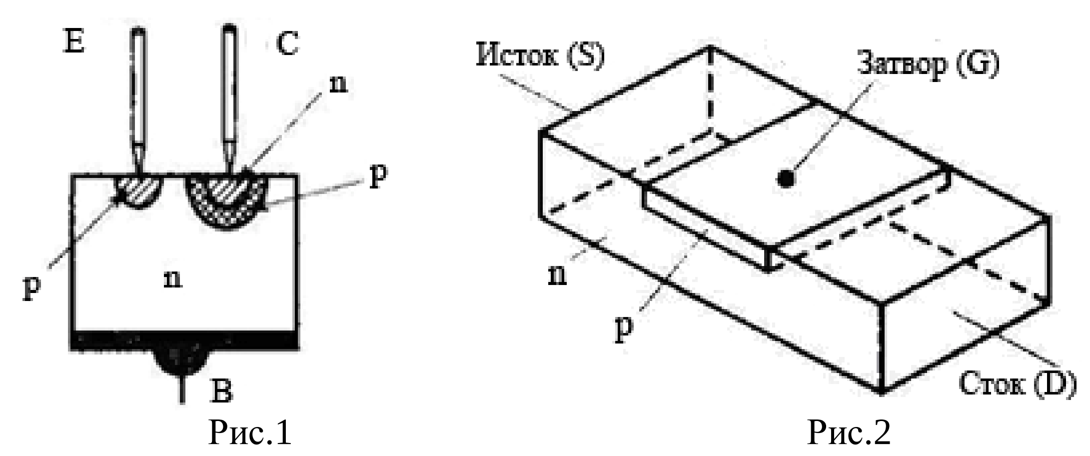


Рис.1 Рис.2

Первый маломощный транзистор со структурой металл-диэлектрик-полупроводник МДП (MOS - Metal Oxide Semiconductor Transistor) был предложен Хофстейном и Хейманом в 1963 году, с использованием интегральной технологии (рис. 3).

Основой первых силовых приборов становится кремний (Si), что позволило расширить температурный диапазон, увеличить пробивное напряжение и мощность приборов. В 1955 году под руководством Молла исследуются кремниевые приборы с тиратронной характеристикой (тиристоры). В 1958 году Тешнер повысил мощность униполярного транзистора за счет цилиндрической геометрии. (Текнетрон) (рис. 4).

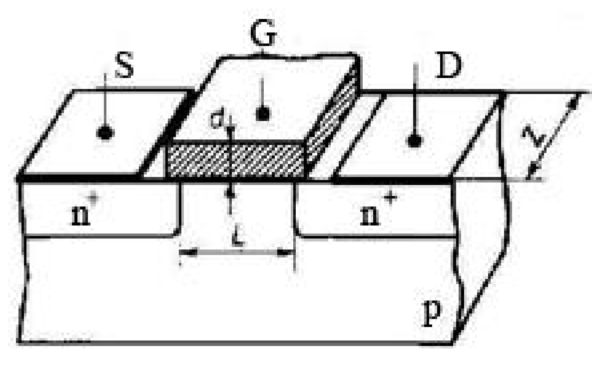
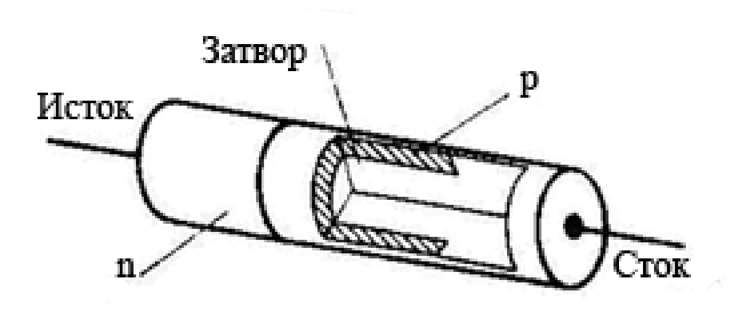


Рис. 3

Увеличение размеров приборов с целью повышения тока и коэффициента усиления привело к ухудшению частотных свойств ключа. Увеличение площадей переходов и повышение допустимых напряжений увеличивали паразитные емкости и сопротивления каналов. В начале 60-х годов были изготовлены тиристоры на токи до сотен ампер и напряжения до 1000 В.



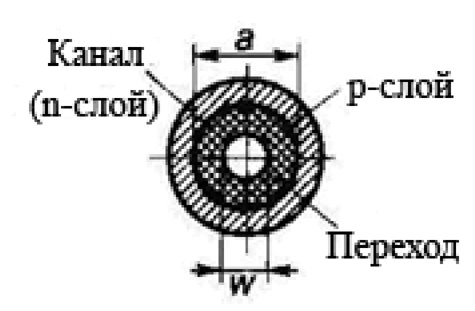


Рис. 4

Добротность показатель качества транзисторного ключа, ее повышение возможно за счет уменьшения длины канала протекания тока. Добротность усилительного прибора равна произведению коэффициента усиления на полосу рабочих частот. У полевых транзисторов этот параметр прямо пропорционален передаточной крутизне и обратно пропорционален величине входной емкости затвора. Для биполярного транзистора добротность тем выше, чем меньше время пролета носителей. Вертикальная структура позволяет получить этот параметр на порядок больше по сравнению с планарными приборами. Одноканальная вертикальная структура уступала планарному аналогу по тепловым свойствам, поэтому было предложено применить вертикальные структуры приборов с множеством параллельных каналов (рис. 5). Первыми высокочастотными приборами, мощностью несколько ватт на частоте до 100 МГц, были униполярные транзисторы вертикального типа. В 1964 году Тешнер и Зулиг представили структуру гридистора (Gridistor) и многоканального полевого транзистора (Multi-Channel Field Effect Transistor (Рис 6). Японский специалист Нишидзава (Nishizawa J.) разработал статический индукционный транзистор - СИТ (SIT - Static Induction Transistor), способный управлять в диапазоне частот до 5 МГц. К началу 70-х годов, выделялись три основных типа транзисторов: -биполярные, -с управляющим p-n-переходом и МДП. Движение тока в биполярных транзисторах основано на явлениях инжекции, переноса и собирания носителей. В качестве основных носителей могут использоваться как электроны, так и дырки. Название приборов - биполярные – означает использование носителей разных полярностей. Тиристоры тоже относятся к биполярным ключам.

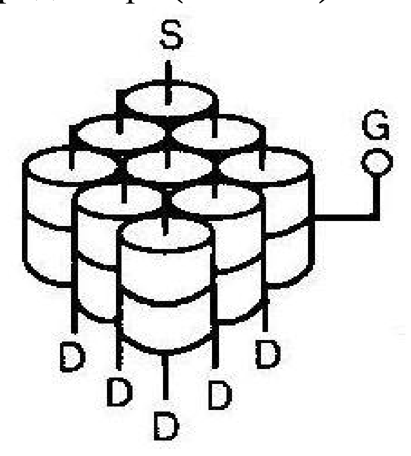


Рис. 5

Принципы их работы хорошо иллюстрирует разработанная еще в начале 50-х годов двухтранзисторная модель Эберса (Ebers J.). Униполярные (полевые) транзисторы с управляющим p-п-переходом, и со структурой МДП используют только основные носители заряда, движение которых управляется напряжением на затворе, т.е. электрическим полем. Отсутствие явления инжекции и необходимости рассасывания заряда

неосновных носителей при выключении определило преимущество полевых транзисторов перед биполярными:

- Коэффициент усиления биполярных транзисторов из-за снижения коэффициента инжекции резко уменьшается в области больших токов. С ростом запираемого напряжения эта проблема усугубляется. Крутизна полевых транзисторов неизменна в области рабочих токов, что обеспечивает их устойчивость к токовым перегрузкам по сравнению с биполярными.

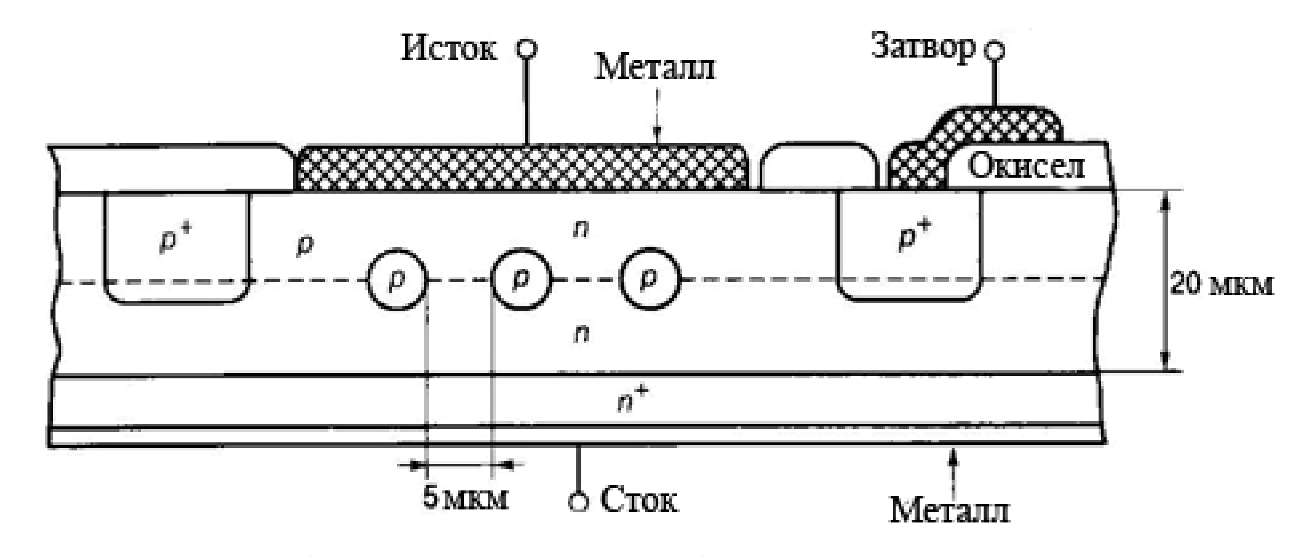


Рис. 6

- Значительные токи утечки у мощных биполярных транзисторов уменьшают область безопасной работы ключа. Большие токи управления с учетом снижения коэффициента усиления повышает мощность потерь в цепях управления биполярными приборами. Высокое входное сопротивление полевых транзисторов и малый динамический заряд управления значительно снижают эту мощность.
- Отсутствие накопленного заряда неосновных носителей обеспечивает высокую скорость переключения полевых транзисторов и лучшие динамические характеристики по сравнению с биполярными аналогами.
- Однородный полупроводник обладает положительным температурным коэффициентом сопротивления. Таким образом, полевой транзистор обладает теплоустойчивостью и способностью к самовыравниванию плотностей протекающего тока. В биполярных структурах в противоположность этому присутствует эффект локального перегрева. Таким образом, полевые транзисторы менее подвержены резким изменениям токовой нагрузки, что особенно ценно в многоканальных структурах.

На практике все оказалось не так просто.

- Напряжение насыщения высоковольтных биполярных транзисторов много меньше, чем полевых. Высокое сопротивление канала протекания тока, увеличивающегося с ростом пробивных напряжений, ограничили область использования полевых транзисторов устройствами высокочастотного применения и низковольтными (менее 100 В) схемами.

- Из-за высокого температурного коэффициента сопротивление открытого канала практически удваивается при температуре кристалла близкой к 150°С. Эта температура и оказалась критической для применения полевых транзисторов, тогда как биполярные приборы имели аналогичную температуру равную 200°С. Разность в 50°С, плюс снижение порогового напряжения с повышением температуры ограничили применение мощных полевых транзисторов при температуре окружающей среды близкой к 100°С.

Полученные результаты побудили разработчиков скомбинировать полезные свойства полевых и биполярных структур.

Задача заключалась в получении высоковольтного прибора с высоким входным сопротивлением и низким остаточным напряжением при сохранении высоких динамических показателей. Первые разработки были связаны с попытками приблизить характеристики биполярного ключа к полевому по схеме сдвоенного эмиттерного повторителя Дарлингтона (рис.7). В этой схеме коэффициент усиления равнялся произведению коэффициентов передачи составных транзисторов, и относительно большое входное сопротивление. Время выключения, составлявшее несколько мкс, на порядок и более уступало полевым транзисторам. Напряжение насыщения транзисторной сборки значительно увеличивалось с одновременным ростом потребляемой мощности. В 1978 году была разработана схема составного транзистора (рис.8), где в качестве управляющего ключа использовался мощный МДП-транзистор. Прибор, (побистор), сочетал свойства полевого и биполярного ключа, при незначительной мощности в цепи управления обеспечивал переключение тока в несколько десятков ампер при скорости переключения 200-400 нс. Аналогичные ключи использовались для управления приводом электродвигателей. Недостатки схемы связаны с низким коэффициентом усиления биполярного транзистора (для высоковольтных структур не более 10).

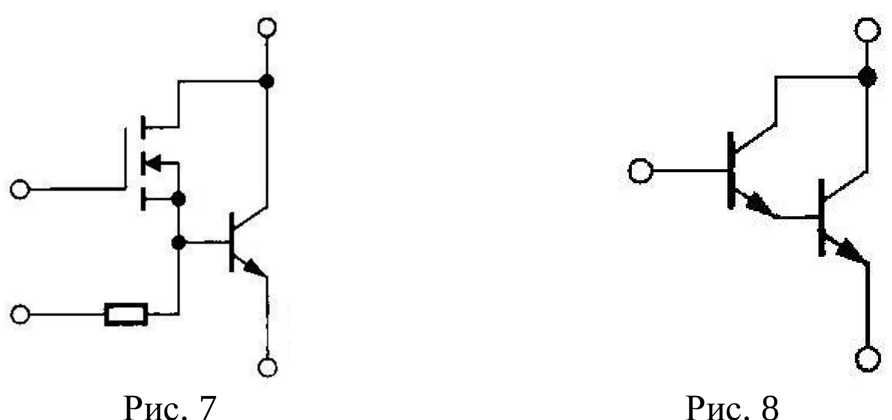


Рис. 7 Рис. 8

Другое направление представлено самосовмещенными монолитными структурами с МОП-затворами, выполненными методом двойной диффузии. Монолитные биполярно-полевые структуры изготовлены на основе вертикальной технологии ДМДП-транзисторов. В них реализовывалось совмещение функций полевого управления и биполярной проводимости.

Аналогичное дискретной схеме побистора. В этих структурах наблюдался эффект потери управляемости после отпирания, эффект "защелкивания". Применение технологической шунтировки эмиттерных переходов в самосовмещенной структуре позволило подавить нежелательный триггерный эффект и создать биполярный транзистор с изолированным затвором - IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Были разработаны приборы дискретного и модульного типов на токи от десятков до сотен ампер с напряжением блокировки до 1200 В. MOS-тиристоры фирмы "Motorola" к середине 80-х годов дополняются структурами с полевым запиранием - названные MCT (MOS Controlled Thyristor) (рис. 9), отпираются и запираются полем при очень высоких плотностях тока (> 2000 А/см^2). Разработка этих приборов столкнулась с серьезной проблемой - резким снижением допустимой плотности тока с ростом числа структурообразующих элементов. Значительно больших успехов достигла технология запираемых или двухоперационных тиристоров - GTO (Gate Torn-OffThyristor). Технологические успехи 80-х годов позволяют фирмам-изготовителям почти в 100 раз повысить мощность, переключаемую GTO (до 2500 А по току и 4500 В по напряжению). В зависимости от обратного блокирующего напряжения различают структуры без шунтировки анодного перехода и с шунтировкой, а также структуры со встроенным обратным диодом. Две последние обладают меньшим остаточным напряжением. Главное применение GTO в мощных высоковольтных цепях. В середине 80-х годов на запираемых тиристорах были разработаны инверторы напряжения для двигателей электровозов. Это позволило заменить на железнодорожном транспорте двигатели постоянного тока на более экономичные двигатели переменного тока, снизить энергопотребление и повысить эффективность перевозок.

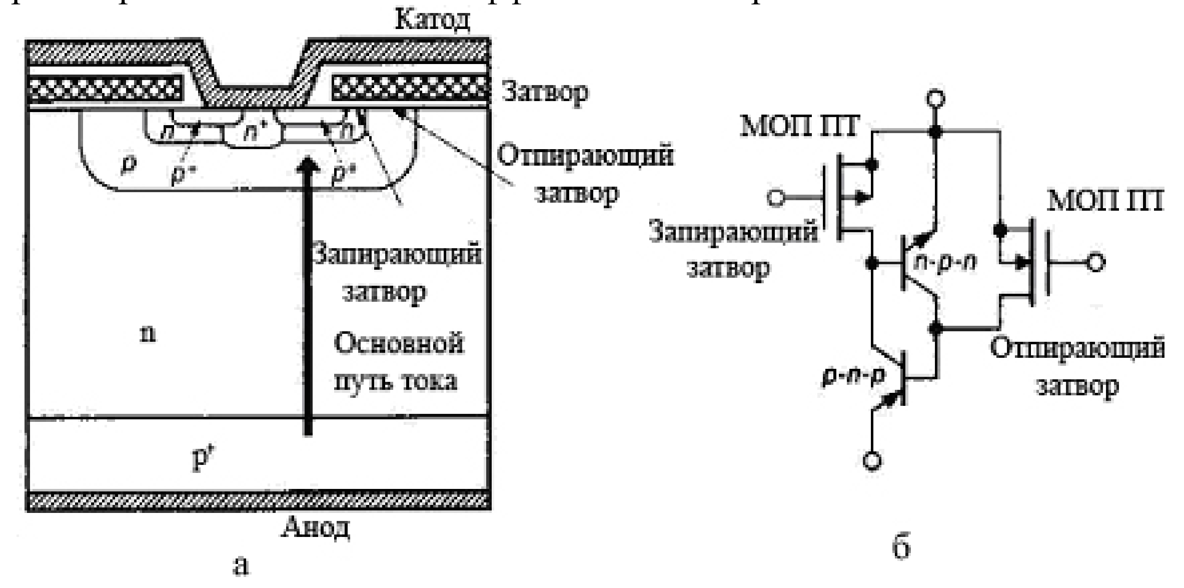


Рис. 9

Однооперационные тиристоры (SCR) занимают очень узкую нишу применения. Как правило, это высоковольтные линии электропередачи

постоянного тока (ЛППТ). К концу 80-х годов предельные токи и напряжения тиристоров составляют 3000 А и 6000 В.

Конкуренцию запираемым тиристорам составляют индукционные тиристоры - ИТ (SITh - Static Induction Thyristor), разработанные на базе индукционных транзисторов в Японии и имели структуру, сходную с полевыми тиристорами FCT. Преимуществом индукционных тиристоров перед GTO является:

- отсутствие внутренней положительной обратной связи. Это повышает помехоустойчивость ключа и его рабочую температуру до 200°С;
- малое прямое падение напряжения при относительно высоких пробивных напряжениях;
- обладает положительным температурным коэффициентом;
- устойчив к большим импульсным перегрузкам по току. Параметры мощного ключа составляли 1500 А и 2500 В. К серьезному недостатку прибора относится его нормальная открытость, т.е. способность проводить ток при нулевом смещении на затворе. Это требует более сложной системы управления и снижает надежность применения.

Возрастающие требования экономии электроэнергии, повышения КПД систем силовой электроники, уменьшения их размеров, веса и стоимости выдвигали новые задачи по созданию высокоскоростных переключателей с минимальными потерями в широком диапазоне мощностей. Требовалась устойчивость ключевых приборов к перегрузкам по току, лавинному пробою, триггерному эффекту. Применение контроллеров в системах управления преобразователями накладывало дополнительные требования к характеристикам управляемости ключа.

Принцип работы новых типов полупроводниковых ключей и его физические характеристики заключены в структуре элементарной ячейки, из множества которых он затем собирается. А мощность, которую данный ключ способен переключать, зависит от размеров активной площади кристалла, на котором реализуется его многоячейковая структура. Чем сложнее структура элементарной ячейки, тем ближе ключ по своим характеристикам к идеалу, но тем труднее реализовать эту технологию на больших размерах активной площади. Это противоречие и лежит в основе многообразия типов полупроводниковых ключей:

- активная площадь кристалла ключевого прибора пропорциональна уровню предельного тока и пробивного напряжения. Этот фактор и лег в основу разделения технологий производства ключей по уровню напряжений;
- второй фактор, область применения прибора в системах тех или иных электронных сетей: бортовых, однофазных, трехфазных, контактных, электропередающих.

Для напряжений 50...100 В разработана технология высокочастотных МДП ключевых транзисторов. Они нашли широкое применение в преобразователях типа DC-DC для источников питания бортовых схем и устройств автомобильной электроники. Использовался метод плазменного травления. В пластине кремния создавались вертикальные канавки,

заполняемые поликремнием (SiO_2) используемые в качестве вертикального затвора. Этот технологический прием, получивший наименование "Trench", был применен и в более мощных транзисторах. Вертикальные канавки затвора позволили увеличить плотность размещения элементарных ячеек и снизить сопротивление открытого канала RON- Был введен параметр качества прибора - произведение сопротивления канала на площадь кристалла. Компания "Infineon Technologies", разработала технологию S-FET2 транзисторов с сопротивлением открытого канала 3 мОм на площади кристалла 30 мм^2, которые могут использоваться в широком диапазоне токов от десятков до сотен ампер. В диапазоне мощностей от десятков до сотен ватт они вытеснили биполярные аналоги.

Для преобразователей электрической энергии типа AC/DC мощностью от сотен ватт до десятков киловатт разработаны транзисторы со структурой MOS, SIT и IGBT. В схемах, однофазной сети переменного тока, применялись транзисторы с пробивным напряжением до 600 В. В МДП-структурах проблема при таких напряжениях заключалась в снижении остаточного сопротивления. В 1998 году, фирма "Infineon Technologies" разработала технологию, получившую название CoolMOS. Создание глубокого сильнолегированного p-слоя позволило повысить показатель качества транзистора в 5 раз. И у них более низкие значения паразитных емкостей и по динамическим характеристикам они более чем в 3 раза превосходят стандартные аналоги.

Применение специальных разделительных канавок позволило разработать высокочастотные индукционные транзисторы с высоким коэффициентом усиления на напряжение 600 В (рис. 10). По сравнению с МДП-транзисторами последние имели значительно меньшую входную емкость. Однако высокое сопротивление открытого прибора (до единиц ом) и необходимость подачи отрицательного смещения ограничили применение СИТ областью токов до единиц ампер. Малые сопротивления открытого канала транзисторов достигались при прямой полярности напряжения на затворе. К недостаткам относится тепловая нестабильность и возможность теплового пробоя. Плотность тока в структурах IGBT значительно медленнее уменьшается с ростом рабочих напряжений, чем у МДП-транзисторов.

Главная задача при разработке таких транзисторов заключалась в уменьшении прямых падений напряжения и повышении их быстродействия. Включение дополнительного высоколегированного n+-слоя в структуру транзистора, названного буферным, позволило повысить уровень пробивных напряжений и скорость переключения. На напряжение классом 600 В была разработана целая серия IGBT-ключей с предельными токами в десятки и сотни ампер для диапазона частот 20... 100 кГц. К концу 90-х годов применяется уже третье поколение (рис. 11).

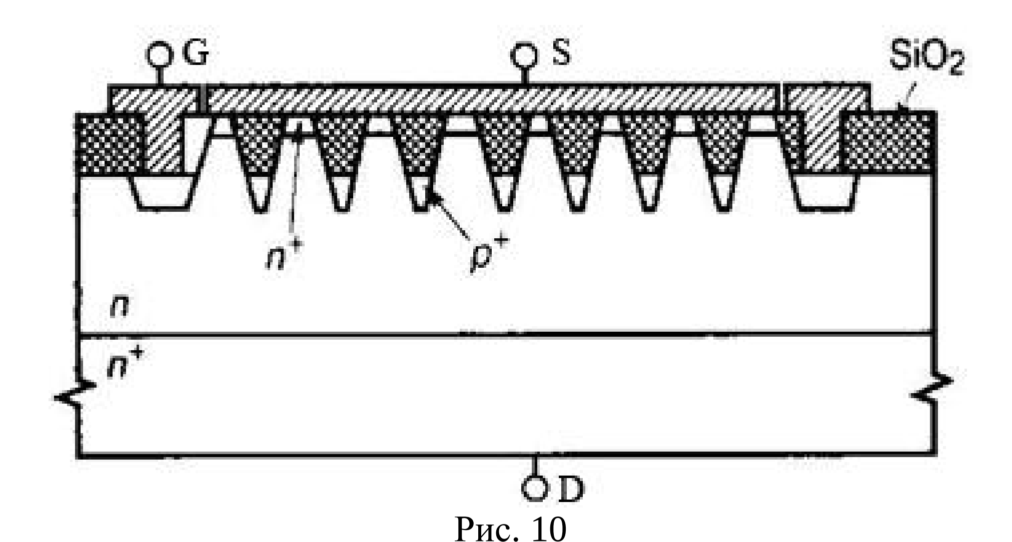


Рис. 10

Рис. 11

Такая конструкция IGBT с буферным слоем называется эпитаксиальной, или структурой PT (Punch-Through). Фирма "Siemens" разработала технологию однородной структуры, называемой гомогенной, или структурой NPT (Non-Punch-Through). PT структура позволяет достигать более низких величин остаточного падения напряжения, особенно при пробивных напряжениях (до 600 В). PT-, и NPT-структуры использовались при разработке IGBT-ключей с напряжением 1200В. Применение данных ключей в ШИМ-преобразователях с напряжением питания от 380 до 500В позволило увеличить преобразуемые мощности до сотен киловатт и вытеснить модули биполярных транзисторов. Дискретные IGBT-ключи класса 600 и 1200В охватывают диапазон токов от единиц до десятков ампер и могут служить для реализации преобразователей мощностью не более 10 кВт. Диапазон рабочих токов IGBT расширяется до сотен ампер путем использования модульных конструкций отдельных, полумостовых и мостовых конфигураций. Новые технологии модульных ключей решают целый ряд задач. Одна из них связана с включением в модульную конструкцию согласованного с параметрами основного ключа демпферного диода FWD (Free Wheel Diode). Чтобы минимизировать потери мощности при включении IGBT, диод должен иметь малый заряд восстановления и мягкий пробой обратной ветви ВАХ. Динамические характеристики диода лежат в диапазоне 100...300 нс. по времени восстановления и 0.5...2.5 мкКл по накопленному заряду. Другая задача связана с минимизацией паразитных индуктивностей корпуса. Специальные конструкции токоподводящих выводов позволили понизить величину

паразитную индуктивность до 20...30 нГн. Для 600В и 1200В IGBT-ключей актуальной остается задача снижения остаточных напряжений и повышения быстродействия. Для класса напряжений 1200В фирмой "Tokin" выпущены статические индукционные транзисторы с токами 60... 180 А., которые используются в схемах резонансных инверторов для СВЧ печей мощностью 10...20 кВт.

Высоковольтный диапазон от 1700 В. традиционно считался тиристорным. В 90-е годы были разработаны HV-структуры IGBT (High Voltage) на класс напряжений 1700 В. В основу ключа была положена гомогенная структура IGBT, выполненная по планарноэпитаксиальной технологии. Для защиты от пробоя использовалось поликристаллическое кремниевое охранное кольцо, которое уменьшало кривизну поверхностных полей. Для уменьшения остаточных напряжений в структуре оптимизировалось время жизни носителей. Ключи были разработаны в виде модулей на токи от 50 до 300 А и имели остаточное напряжение 2.5...4 В при частотах переключения до 50 кГц. Компания "Mitsubishi Electric" изготовила аналогичный ключ, используя эпитаксиальную структуру IGBT (рис. 12). Сравнение показало, что NPT-структуры имеют положительный температурный коэффициент во всей области рабочих токов, что позволяет создавать параллельные сборки на более высокие амплитуды тока. Однако PT-структуры позволили при токе 400А уменьшить остаточные напряжения до 2.7В при аналогичных скоростях переключения.

Развитие полевых транзисторов с изолированным затвором МСТ, высоковольтных монолитных структур МСТ. на ток до 400 А. Данная структура содержит р-канальный отпирающий полевой транзистор (рис. 13). Такие ключи прерывают ток 100А, выдерживают dV/dt > 10000 В/мкс и продолжительность непрерывной работы более 100 часов при температуре перехода 250°С. Прямые падения напряжения в открытом состоянии при токе 400А составили 2.8 В. Динамические характеристики переключения по фронтам: около 200 не для включения и 600 не для выключения.

В конце 90-х годов появляются разработки HVIGBT и р-МСТ на напряжения 2500...3300 В. МСТ имели примерно двукратное преимущество по прямому падению напряжения. Энергия потерь при выключении IGBT на 30.. .50% меньше аналогичного показателя МСТ. Энергия потерь при включении определяется характеристикой демпферного диода. Для IGBT можно использовать последовательное сопротивление в цепи затвора, то МСТ не позволяет регулировать аналогичным образом скорость включения. Необходимо применять внешние защитные схемы, увеличивая дополнительные потери.

Полевые индукционные тиристоры - разработаны на токи 2200 А на основе кремниевой пластины диаметром 30 мм и способны блокировать напряжения 4000 В. В открытом состоянии индукционный тиристор работает как p-i-n-диод, он имеет меньшие прямые падения напряжения, чем другие тиристоры (при токе 400 А менее 2.3 В). Наступление комбинированных

технологий на биполярные тиристоры. Заставило их двигаться дальше в область мегаваттных мощностей.

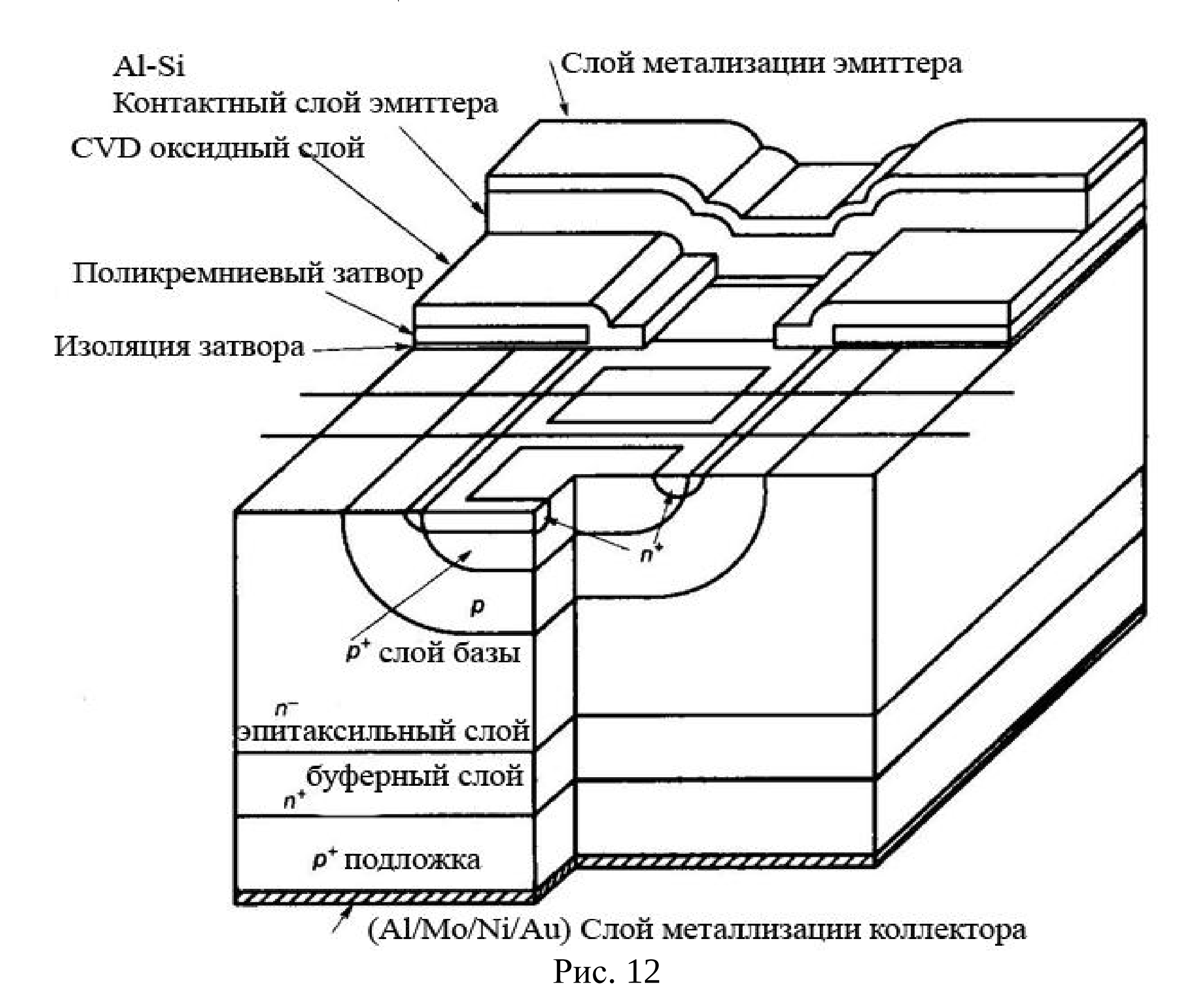


Рис. 12

Эмиттер
Исток
Слой метализации
Окисел
Затвор
Слой верхней базы
Буферный слой нижней базы
Канал запирающего полевого транзистора
Канал отпирающего полевого транзистора
Слой нижней базы
Нижний слой эмиттера
Слой метал лизации с обратной стороны подложки
а

Запирающий полевой транзистор
Анод
p-n-p транзистор
Затвор
n-p-n транзистор с широкой базой
Отпирающий полевой транзистор
Катод
б

Рис. 13

По многоячейковой технологии на шестидюймовой кремниевой пластине и в специальном корпусе с молибденовыми дисками, отделяющими пластину от оснований анода и катода, компания "Mitsubishi Electric" разработала GTO на ток 6000А и напряжение 6000В (рис. 14). Коэффициент запирания у данного тиристора равен примерно 5...6 единиц, а время выключения по току порядка 5 мкс. Тиристор выдерживает ударные токи до 40000А и имеет остаточные падения напряжения не более 6 В. Эти уникальные достижения оказались возможными благодаря оптимизации процесса шунтировки анодного p-n-перехода и созданию неравномерного распределения времени жизни в области широкой n-базы. Однооперационные тиристоры сегодня изготавливаются на основе сверхвысоковольтной технологии (Ultra High Voltage) и имеют мощностные параметры 8000 В и 3600 А для линий передачи постоянного тока и 12000 В и 1500 А для статических переключателей переменного тока. Управляются подобные структуры импульсом света по специальному световолоконному кабелю (рис. 15). Общая диаграмма современного уровня силовых полупроводниковых ключей в координатах предельных токов, напряжений и частот представлена на рис. 16.

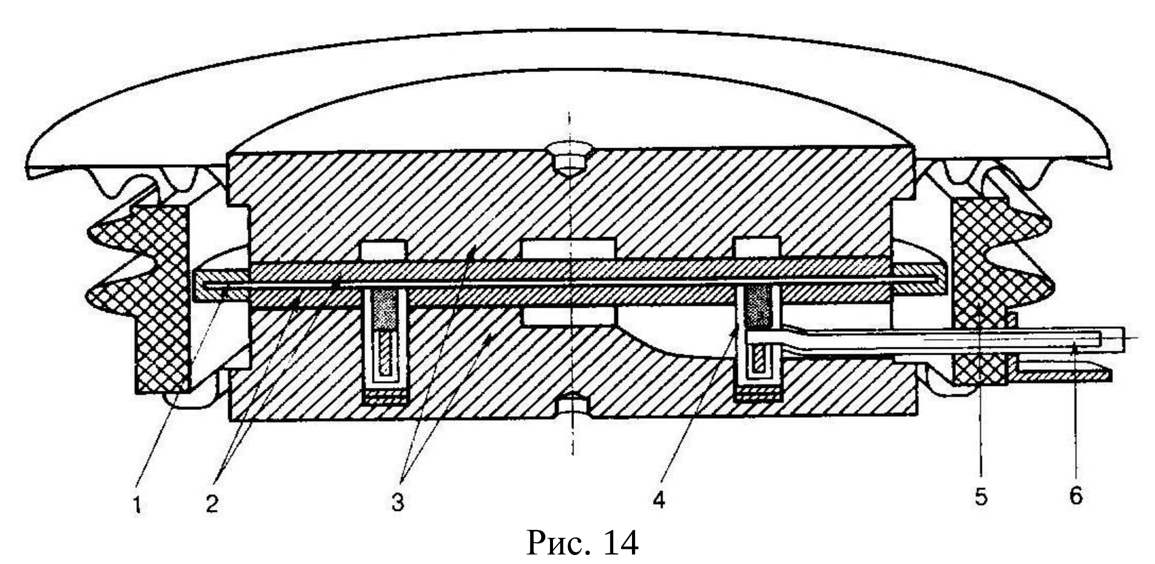


Рис. 14

Вывод. Совершенства достигли МДП-транзисторы технологии этих приборов в области относительно низких напряжений. С помощью "Trench”-технологии разработаны ячейки с ультранизким сопротивлением открытого канала. Напряжение транзисторов (OPTIMOS,) 30...75 В и ток до 80 А. Они имеют низкое сопротивление открытого канала, обладают минимальным тепловым сопротивлением (до 0.45 К/Вт) и повышенной плотностью размещения ячеек на единицу площади (1235 тысяч элементов на $см^2$). Они обладают практически всеми свойствами *идеального ключа*, за исключением уровня пробивных напряжений.

- Объединение отдельных дискретных транзисторов позволило разработать интегральные структуры комбинированной проводимости и получить такие приборы, как IGBT и МСТ.

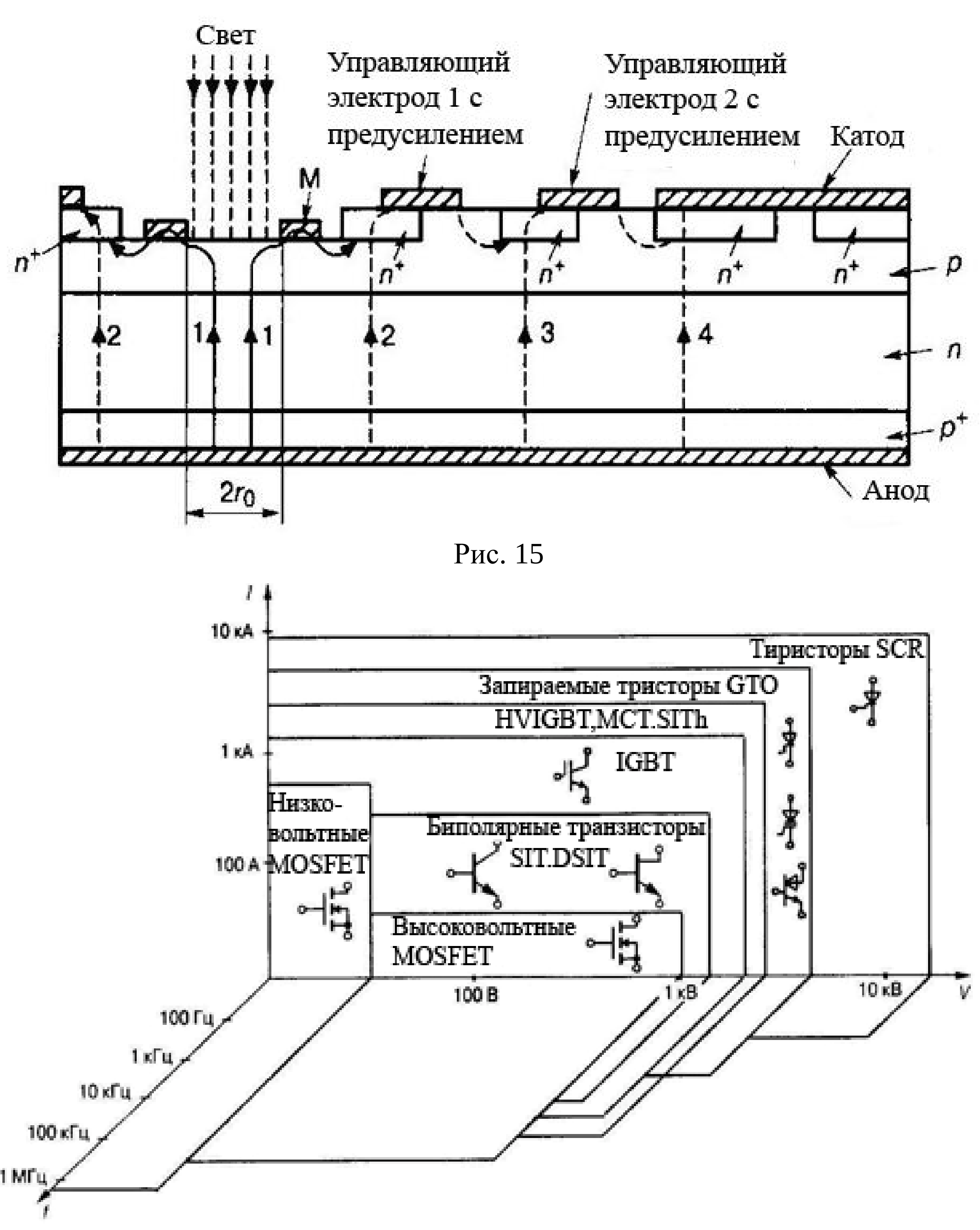


Рис. 15

Рис. 16

Сейчас объединяют технологии. "Trench”-технология, вертикальное углубление затворных канавок начинает, применяется в мощных ключах. IGBT-ключей четвертого поколения. При этом размер элементарной ячейки был уменьшен до размеров менее одного микрона (рис. 17). Они обладают повышенной стойкостью к токовым перегрузкам, а их остаточные напряжения приближаются к параметрам диода (рис. 18). Модули транзисторов разработаны на токи 450 и 600 А для управления преобразователями

лифтовых шахт. Замена МДП и биполярных модулей обеспечила уменьшение мощности потерь на 45%.

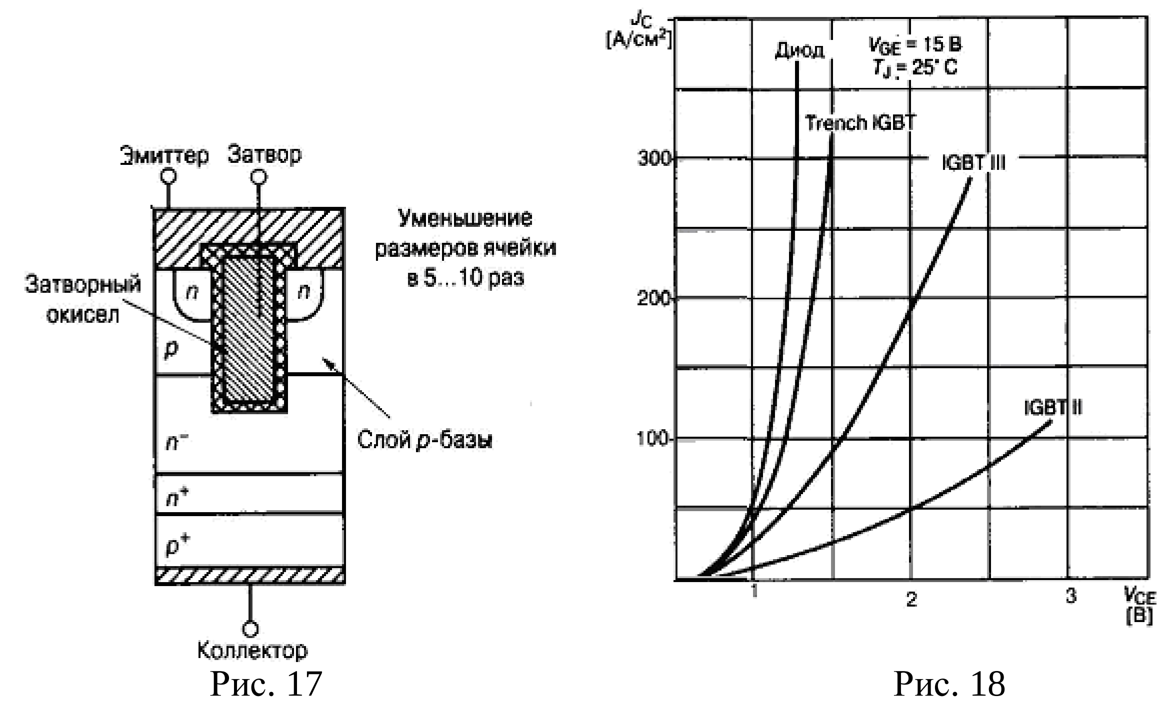


Рис. 17 Рис. 18

- Изготовленный с применением "Trench”-технологии FS-IGBT имеет остаточное напряжение менее 2 В и динамические потери на 20% меньшие по сравнению со стандартными аналогами
- Низковольтный и сильноточный n-канальный МДП-ключ с очень малым сопротивлением идеально подходит для структуры p-канального полевого тиристора в качестве запирающего элемента. Уже появились сообщения о разработке второго поколения МСТ на напряжение пробоя до 8000 В с плотностью анодного тока внутри структуры до 10000 А/см^2.
- Недостаток индукционных тиристоров - нормально открытое состояние - преодолен разработкой монолитной структуры мощного комбинированного ключа, MOS Composite Static Induction Thyristor
(рис. 19). Роль управляющего элемента структуры выполняет низковольтный сильноточный МДП-транзистор. Эквивалентная схема этого комбинированного ключа практически совпадает с эквивалентной схемой IGBT-транзистора.
- Компанией Toshiba разработан новый полупроводниковый ключ Injection Enhanced Gate Tran-sistor (IEGT) на класс 4500 В и 750... 1500 А. Этот прибор имеет прямые напряжения и плотности тока, свойственные GTO-тиристорам, а динамические показатели - характерные для IGBT. Данные характеристики обеспечиваются специальной структурой ячейки с широким затвором. В ближайшей перспективе - разработка IEGT на рабочее напряжение 6000 В. Планарная структура IEGT имеет площадь кристалла порядка 1.2 см^2. В корпусе прибора располагается 15 подобных кристаллов совместно с 6 кристаллами диодов. В качестве опытных образцов изготовлены

IEGT с "Trench”-структурой и площадью кристалла 0.69 см^2 на тот же класс рабочих напряжений и токов (рис. 20).

Применение перспективного полупроводникового материала - карбида кремния позволит уменьшить сопротивление эпитаксиальных слоев и увеличить пробивные напряжения МДП-структур до 5000 В. На основе карбида кремния компанией "Siemens AG" разработана вертикальная структура полевого транзистора JFET (Junction Field Effect Transistor) (материал 4H-SiC) с блокирующим напряжением 1800В, а также структура n-канального МДП-транзистора (материал 6H-SiC). Каскадное соединение данного JFET с обычным низковольтным МДП-транзистором позволяет получить новый ключевой прибор с хорошими статическими и динамическими характеристиками (остаточное напряжение менее 1.5 В, время переключения менее 100 нс., рабочая температура более 250°С). Данный транзистор способен выдерживать токовую нагрузку в течение длительного времени (до 1 мс) (рис. 21). Обратный диод в структуре 6H-SiC МДП-транзистора обладает высокими динамическими характеристиками восстановления (обратный заряд менее 30 нКл и время восстановления обратного тока менее 20 нс.).

- Разработана технология CoolMOS C2 МПД-структур с новой геометрией затвора, позволившая в 3 раза повысить скорость выключения транзистора и уменьшить динамические потери на 50%.
- Переход мощных ключей на управление с поликремниевым затвором прослеживается и в новых разработках GTO-тиристоров.

В будущем GTO и MCT, как самые мощные управляемые тиристорные ключи придут к единой структуре. Будут управляться мощным МДП-ключом. Например, IGBT и индукционные тиристоры. Для их управления с поликремниевым затвором надо отказаться от токового управления. Перейти от формирования запирающего тока при выключении GTO к простому выключению обратным смещением. Разработанные фирмой "Mitsubishi Electric" структуры с переключением тока, GCT-тиристоры (Gate Commutated Turn-off Thyristor). По своей структуре сходные с GTO-тиристорами, обладают возможностью переключать основной ток в цепи электрода управления с последующим запиранием основной структуры. Формирователь управления представляет собой конденсатор, разряд которого запирает ключ по затвору. Полное переключение тока GCT-тиристора позволяет отказаться от применения снабберов и ограничиться только схемой фиксации уровня. Общие потери понизились в 2 раза. Серия ключей FG4000HX-90DS имела предельные токи и напряжения 3000 А и 4500 В. Чтобы переключить такой уровень тока в цепь электрода управления, формирователь должен иметь на входе быстродействующий ключ с очень низким сопротивлением в открытом состоянии. Это еще один пример применения МДП-транзисторов при управлении ключами большой мощности. GCT сочетается с блоком формирования импульсов управления в единой конфигурации.

- Усложнение структуры силовых ключей и ряд требований по их управлению и защите привели к созданию специальных электронных схем согласования между логической частью устройств и входом самого прибора - драйверов или формирователями импульсов управления (Driver).

Успехи в области микронных технологий и развитие принципа управления по затвору стимулировали разработку "разумных" ключей (SMART-технология) и силовых интеллектуальных модулей IPM (Intelligent Power Modules).

На одном кристалле объединены силовой ключ и управляющая схема. Но только решение проблемы оптимизации размещения элементов на общей поверхности кремниевого кристалла, применение поверхностного монтажа, а также методов изоляции позволили разработать "разумные" ключевые устройства.

Таким образом, наиболее отработанная в области малых напряжений МДП-структура продолжает интеграцию в область больших мощностей в качестве управляющей.

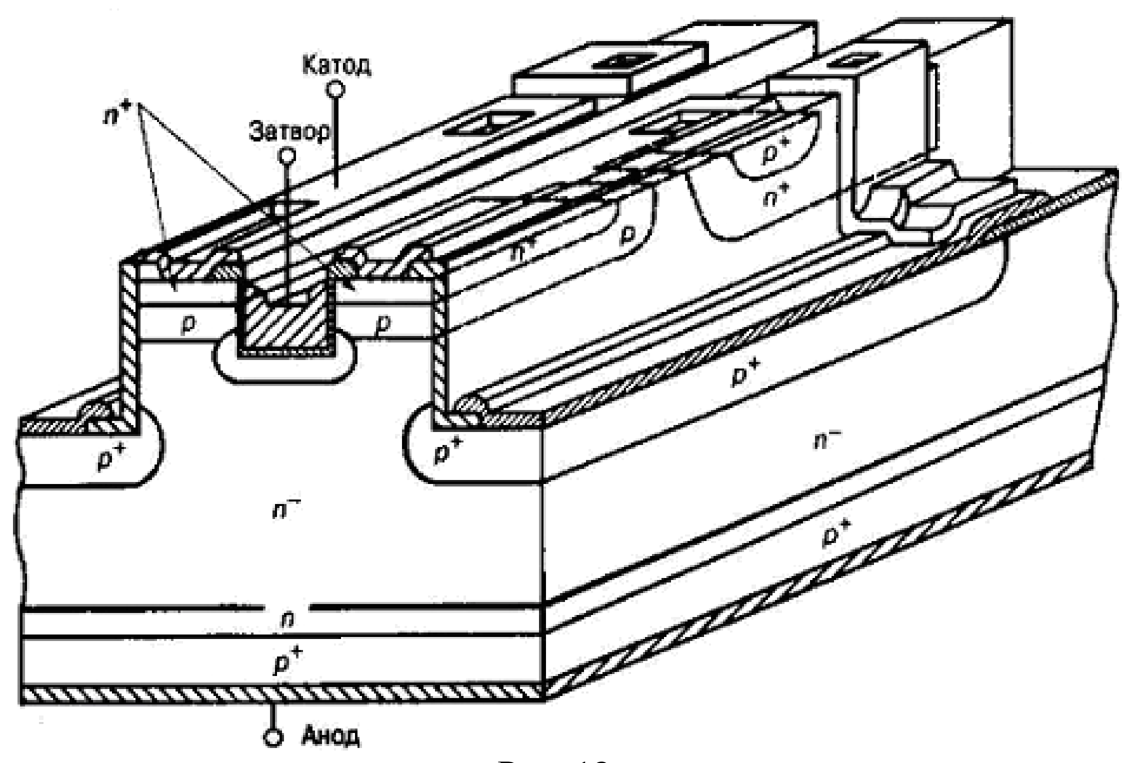


Рис. 19, а

Совмещенная со структурой биполярного транзистора, эта конструкция позволила получить IGBT-прибор четвертого поколения с высокими динамическими характеристиками и напряжением открытого состояния, близким к диоду.

Современные технологии развития вновь приводят нас к диоду, но уже на более совершенной ступени, где диод является управляемым по поликремневому затвору.

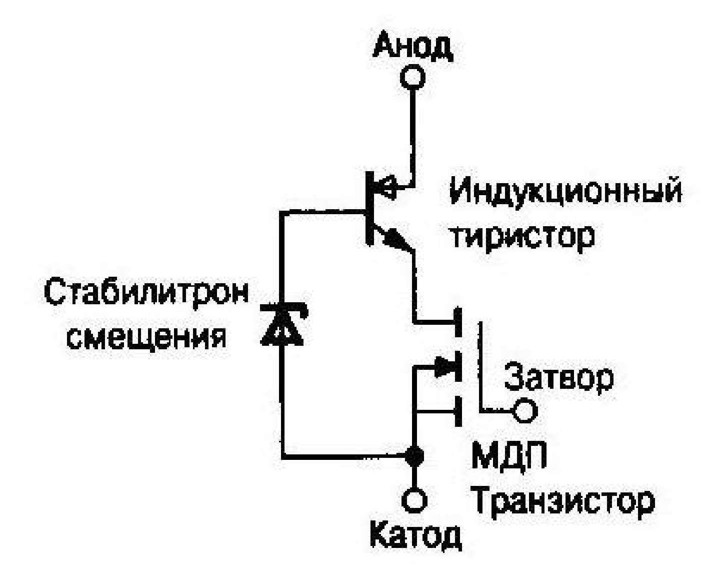


Рис. 19, б

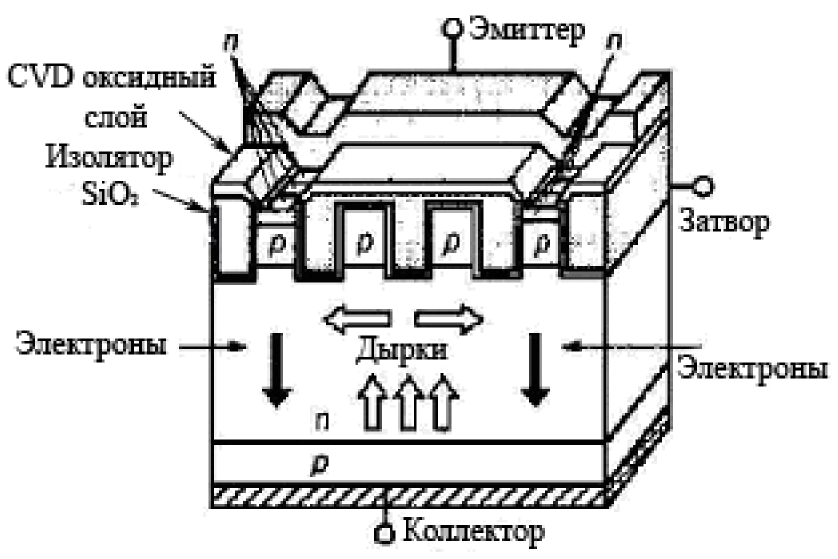


Рис. 20

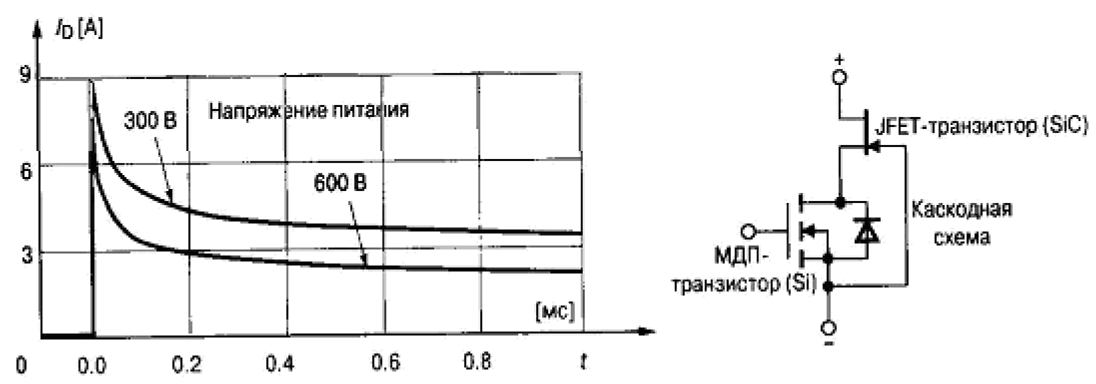


Рис. 21

ТЕМА 1. Элементная база силовой электроники

Рассмотрение структуры мощных ключевых приборов позволяет более наглядно представить принцип действия самого ключа и тех физических процессов, которые лежат в основе его работы. Схемотехническое описание базовой ячейки в виде эквивалентной электрической схемы позволяет учесть взаимное влияние полупроводникового ключа и устройства применения, сформулировать основные принципы управления данным прибором и способы его защиты. Структуры элементарных ячеек рассматриваются в виде сочетания переходов различных слоев кремниевого полупроводникового материала с электронной (п) и дырочной (р) проводимостью.
Если концентрации основных носителей различаются более чем на порядок, переходы называются *односторонними* и обозначаются символами типа p^+-n, p-n^+ и т.п., где знаки "+" и "-" указывают на высокую или, соответственно, низкую степень легирования полупроводникового слоя.

1.1 Вольтамперные характеристики электронных ключей в различных режимах работы.

Статические режимы работы ключей.

Статическим режимом работы ключа называется установившийся после переключения режим его работы в одном из следующих состояний: включенном (проводящем) или выключенном (непроводящем).

Динамические режимы работы ключей.

Динамическим режимом работы ключа называется его работа в процессе перехода из одного состояния (например, включенного) в другое (например, выключенного) и наоборот.

Динамические ВАХ называют также траекториями переключения (коммутации) электронного ключа. Переходные процессы в ключах зависят от быстродействия и параметров элементов электронной цепи.

Диаграммы напряжения u_s и тока i_s такой модели представлены выражениями:

$$u_s(t) = U_s(1 - \frac{t}{t^n_{вкл}});$$

$$i_s(t) = I_s(1 - \frac{t}{t^n_{выкл}}),$$

где U_s и I_s – установившиеся значения напряжения и тока до и после коммутации соответственно; $I^n_{вкл}$ и $I^n_{выкл}$ – время включения и выключения электронного ключа (справочное).

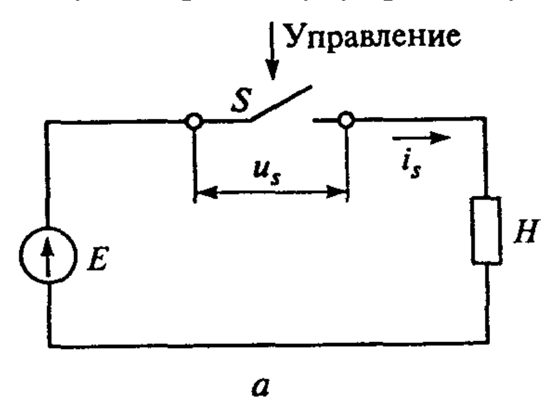
Средняя мощность потерь в ключе может быть представлена двумя составляющими $P_s^{ст}$ и $P_s^{дин}$. Составляющая $P_s^{ст}$ соответствует статическому

режиму, а $P_s^{дин}$ - динамическому (т.е. переходу ключа S из одного состояния в другое). Эти составляющие, согласно Рис. 1.1, определяются следующими соотношениями:

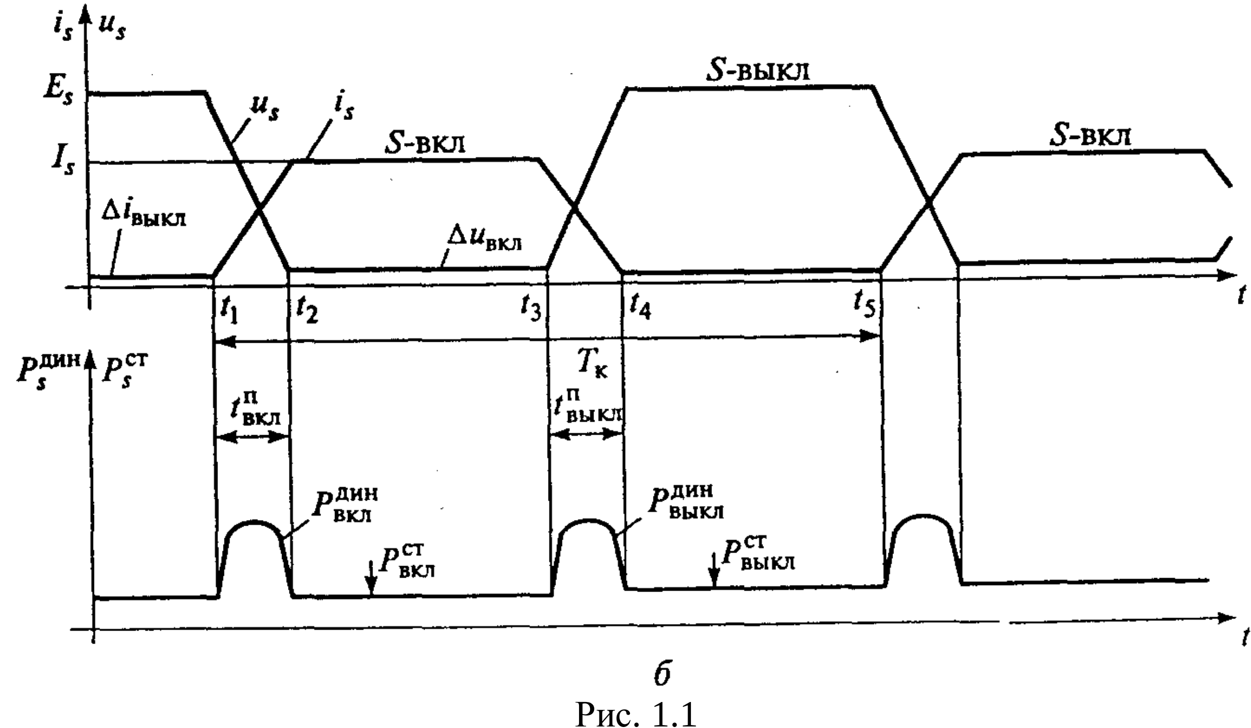
$$P_s^{ст} = P_{вкл}^{ст} + P_{выкл}^{ст} = \frac{1}{T_к}\left[\int_{t_2}^{t_3} i_s(t)\Delta U_{вкл}dt + \int_{t_4}^{t_5}\Delta i_s u_s(t)dt\right];$$

$$P_s^{дин} = P_{вкл}^{дин} + P_{выкл}^{дин} = \frac{1}{T_к}\left[\int_{t_1}^{t_2} i_s(t)u_s(t)dt + \int_{t_3}^{t_4} i_s(t)u_s(t)dt\right].$$

Суммарные средние потери мощности в ключе, переходящие в тепловую энергию, будут равны сумме этих составляющих, т.е. $P_s^{ст}$ и $P_s^{дин}$.



а



б

Рис. 1.1

Область безопасной работы и защита ключей.

Областью безопасной работы (ОБР), называется область допустимых электрических параметров ключа, при которых он должен работать без повреждения.

Общепринятым является графическое представление ОБР в прямоугольных координатах, по которым откладываются токи и напряжения

ключа обычно в логарифмическом масштабе. Последнее связано с тем, что границы допустимой мощности в логарифмическом масштабе представляются отрезками линейных функций. Так, например, мощность, выделяемая в ключе, не должна превышать максимально допустимого значения рис. 1.2

$$P_{s\max} \geq p_s = u_s i_s .$$

Совокупность введенных для формирования траектории переключения элементов можно назвать *цепью формирования траектории переключения (ЦФТП).* В технической литературе ЦФТП часто называют снаббер (*англ.* snubber). По существу ЦФТП является устройством защиты ключа в динамических режимах и ее функции близки функциям дугогасительной системы в электромеханических аппаратах [2].

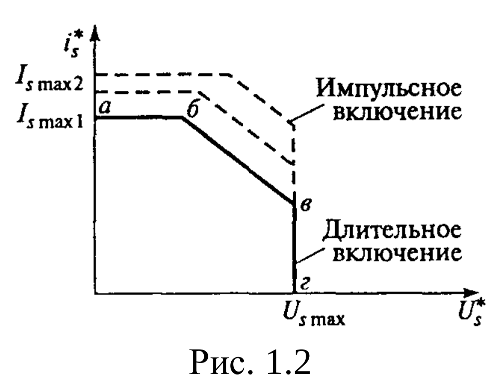


Рис. 1.2

1.1 Транзисторы

1.1.1 Основные виды силовых электронных ключей

Принцип действия и основные характеристики силовых диодов.

Диод – полупроводниковый прибор с двумя выводами, связанными с областями различных типов электронной проводимости: электронной – n-типа и строчной – p-типа.

На границе этих областей возникает электронно-дырочный переход, физические явления в котором позволяют изменять проводимость диода, придавая ему свойства электронного ключа с односторонней проводимостью и неполной управляемостью.

Вывод диода со стороны p-области называют *анодом* (А), а со стороны n-области – *катодом* (К). При отсутствии напряжения между анодом и катодом в области p-n-перехода возникает потенциальный барьер, препятствующий прохождению электронных зарядов из одной области в другую. При подключении минуса внешнего источника к аноду относительно катода (рис. 1.3), потенциальный барьер возрастет (такое подключение относительно p-n-перехода называют *обратным*) и состояние равновесия зарядов в диоде нарушится. В результате через диод начнет протекать небольшой ток i_0. Увеличение обратного напряжения сверх определенного значения приведет к возникновению пробоя, сопровождаемого резким увеличением электрической проводимости.

В динамических режимах может возникать опасность выхода из строя. Основными причинами этого бывают высокие скорости нарастания тока в диоде $\frac{di_F}{dt}$ при включении и перенапряжения при выключении.

Для защиты силовых диодов часто используют ЦФТП, состоящую из индуктивности, включенной последовательно и ограничивающей скорость нарастания тока в диоде, и параллельно подключенную RC-цепь, демпфирующую перенапряжение при его выключении. Для защиты диодов от выхода из строя при токовых перегрузках в аварийных режимах используют специальные быстродействующие предохранители с плавкой вставкой или жидкометаллические предохранители.

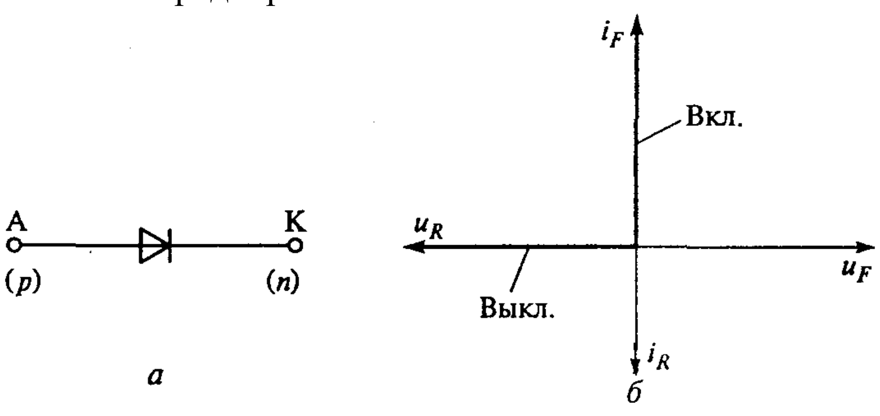


Рис. 1.3

По назначению диоды принято разделять на три группы: общего назначения, быстровосстанавливающиеся и диоды Шоттки.

Диоды общего назначения. Эта группа диодов отличается высокими значениями обратного напряжения (от 50В до 5кВ) и прямого тока (от 10А до 5кА). Массивная структура диодов ухудшает их быстродействие. Время обратного восстановления диодов находится в диапазоне 25…100мкс, что ограничивает их использование с частотой выше 500Гц. Прямое падение напряжения на диодах достигает 2,5…3В в приборах высокого напряжения.

Диоды выпускаются в различных корпусах. Распространение получили два вида исполнения: штыревая (рис. 1.4,а) и таблеточная (рис. 1.4.б).

Быстровосстанавливающиеся диоды. При производстве этой группы используются технологические методы, уменьшающие время их обратного восстановления. Применяется легирование кремния методом диффузии золота или платины. Благодаря этому удается снизить время обратного восстановления до 3…5мкс. При этом снижаются значения прямого тока и обратного напряжения (тока в пределах от 10А до 1кА, обратного напряжения – от 50В до 3кВ). Наиболее быстродействующие диоды с напряжением до 400В и током 50А имеют время обратного восстановления 0,1…0,5мкс. Такие диоды можно использовать в импульсных и высокочастотных цепях с частотами 10кГц и выше.

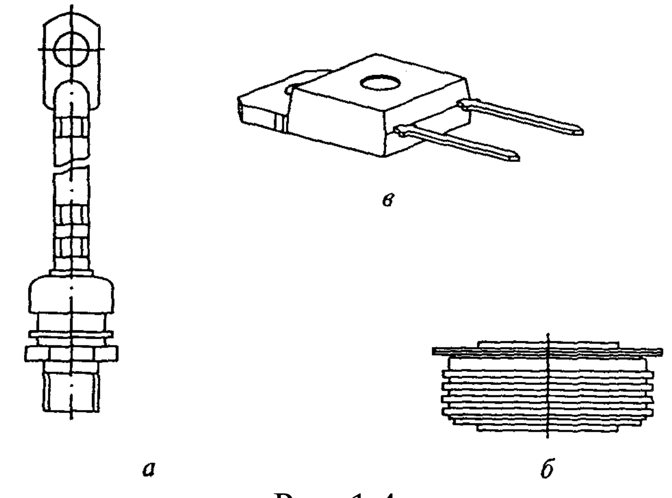


Рис. 1.4

Диоды Шоттки. Принцип действия диодов Шоттки основан на свойствах области перехода между металлом и полупроводниковым материалом. В качестве полупроводника используется обедненный слой кремния n-типа. Особенностью диодов Шоттки является то, что прямой ток обусловлен движением только основных носителей – электронов. Диоды Шоттки являются униполярными приборами с одним типом основных носителей. Отсутствие накопления неосновных носителей существенно уменьшает инерционность диодов Шоттки. Время восстановления составляет не более 0,3мкс, падение прямого напряжения 0,3В. Значения обратных токов в этих диодах на 2-3 порядка выше, чем в диодах с p-n-переходом. Предельное обратное напряжение ограничивается 100В. Диоды Шоттки используются в высокочастотных и импульсных цепях низкого напряжения.

1.1.2. Силовые биполярные транзисторы

Транзистором называют полупроводниковый прибор, содержащий два или более p-n-переходов и способный работать как в усилительных (непрерывных), так и в ключевых режимах [5].

Открытое состояние ключа определяется наличием в структуре ячейки проводящего канала с высокой концентрацией носителей, а значит, низким сопротивлением протекающему току. Чтобы запереть ключ, необходимо обеспечить условия прерывания движения носителей в проводящем канале. Это достигается за счет образования области, обедненной носителями (областью пространственного заряда ОПЗ), в которой отсутствуют электроны

и дырки. Управление проводимостью ключа осуществляется от внешнего вывода, называемого базой, затвором или управляющим электродом.
Типовые сочетания полупроводниковых слоев разной проводимости для наиболее известных ключевых приборов показаны на рис. 1.5.

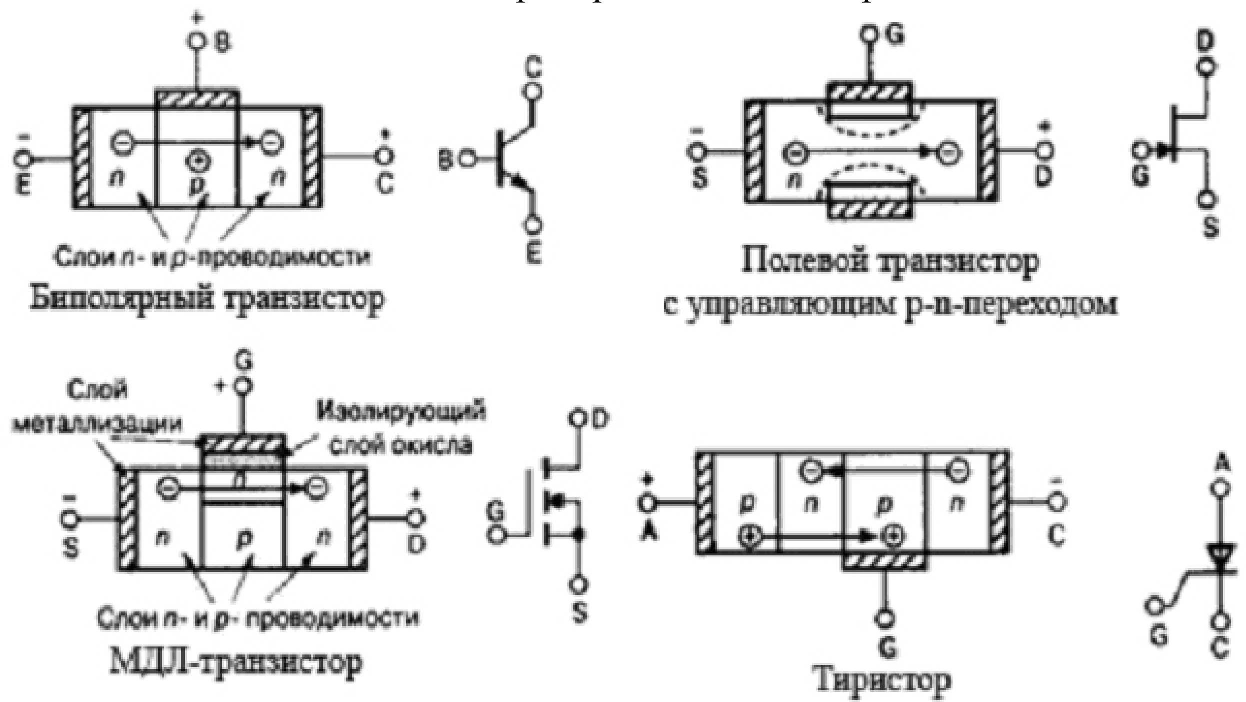


Рис. 1.5

Современные биполярные транзисторы изготавливаются на основе монокристаллического кремния по диффузионной технологии. Базовая ячейка транзистора n-p-n-типа представлена на рис. 1.6. В зависимости от полярности напряжений на переходах (это эмиттерный n+-p- и коллекторный p-n¯-переходы) различают четыре режима работы транзистора: насыщение, отсечка, активный нормальный и активный инверсный. Режим насыщения соответствует открытому состоянию ключа, при этом оба перехода транзистора смещены в прямом направлении.

В режиме отсечки переходы смещены в обратном направлении, а через транзистор проходят небольшие токи утечки. Активный режим работы транзистора в ключевом применении имеет место на фронтах переходного процесса переключения и характеризуется прямым смещением одного из переходов.

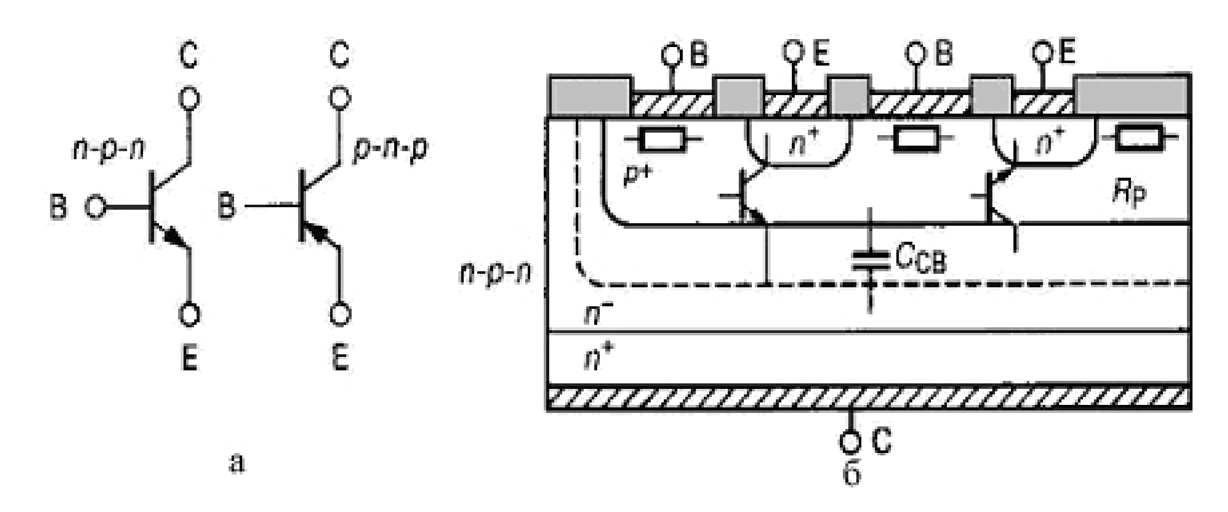


Рис. 1.6

При прямом смещении эмиттерного перехода активный режим называется нормальным. То есть в этом режиме эмиттер и коллектор транзистора выполняют функции инжекции и собирания носителей тока. Схемное инверсное включение транзистора на практике применяется редко. Возможна физическая инверсия, например, в процессе запирания транзистора большим отрицательным током базы. С увеличением внешнего напряжения происходит расширение области пространственного заряда (ОПЗ) в глубь эпитаксиального слоя. На рисунках граница ОПЗ обозначена пунктирной линией.

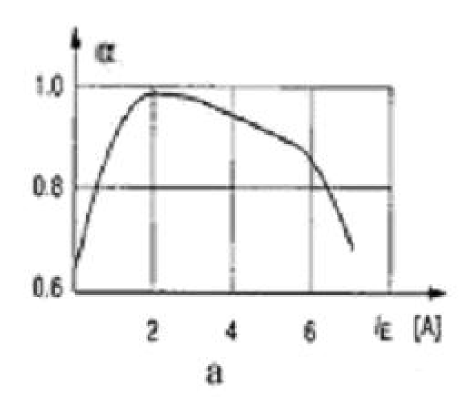
С расширением ОПЗ, начинает расти напряженность электрического поля в n^{-}-слое и может наступить лавинный пробой.
Допустимые рабочие напряжения транзистора (не приводящие к пробою) определяются размерами n^{-}-слоя коллектора и его легированием.

Пробивное напряжение коллекторного перехода может снизиться из-за явления поверхностного пробоя, который происходит в области выхода перехода на поверхность кристалла. Одним из методов повышения рабочих напряжений, является создание расширенного металлического электрода, что увеличивает пробивное напряжение более чем до 1000 В.

Рассмотрим режим больших токов, когда концентрация инжектируемых эмиттером дырок становится сравнимой с равновесной концентрацией электронов в базовой области. В области базового слоя возникает электрическое поле, что приводит к уменьшению сопротивления базового слоя и, следовательно, к уменьшению коэффициента инжекции, повышается скорость перемещения носителей через базу, что увеличивает коэффициент переноса.. Спад коэффициентов передачи токов (рис. 1.7) определяет предельно допустимый ток биполярного транзистора, что требует значительных затрат мощности управляющего сигнала для поддержания открытого состояния ключа.

Другой особенностью работы транзистора при высоких уровнях инжекции является неравномерное распределение плотности тока, что

является дополнительной причиной снижения коэффициентов передачи в открытом состоянии транзистора.



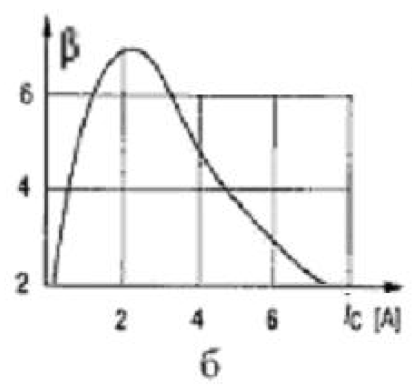


Рис. 1.7

Для уменьшения влияния эффекта оттеснения уменьшают размеры эмиттерного слоя делают его виде многополосковой гребенчатой структуры. В приборах третьего поколения разделяют эмиттерный слой на две составляющие и тем самым снижают влияние эффектов шнурования тока. Наличие слаболегированной n-области коллектора приводит к снижающим коэффициент передачи тока. Увеличение тока транзистора приводит к расширению ОПЗ в n^{-}-слое коллектора при одновременном уменьшении размеров обедненной области в p-базе. Для увеличения коэффициента передачи тока в силовых высоковольтных транзисторах используют составные структуры, называемые транзисторами Дарлингтона (рис. 1.8). Коэффициент передачи тока в такой структуре р равен произведению коэффициентов передачи тока двух транзисторов β_1, и β_2. Шунтировка эмиттерных переходов снижает инжекционные способности, но повышает рабочее напряжение в цепи коллектор-эмиттер и тепловую стабильность в структуре. При этом также улучшаются динамические характеристики выключения транзистора за счет создания контура протекания отрицательных токов базы. Часть базового р-слоя транзистора, находящаяся под слоем эмиттерной металлизации, образует с коллектором внутренний p-n-переход, который может рассматриваться как обратный диод, включенный параллельно выходной цепи транзистора. Его способность по токовой нагрузке и мощности не соизмерима с показателями самого транзистора. Использование такого диода в качестве полноценного демпферного компонента в схемах мостовой и полумостовой конфигурации, весьма проблематично. В современных сериях транзисторов Дарлингтона используют параллельные обратные диоды, созданные на отдельном кристалле, интегрированном в корпус прибора.

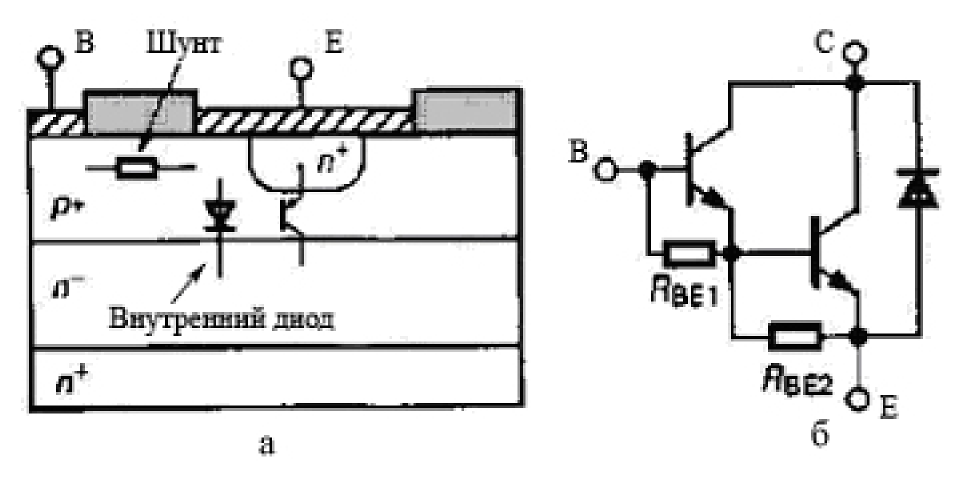


Рис.1.8

Нагрузочная способность таких диодов соответствует транзисторной. Инерционность изменения тока зависит от перезаряда барьерной емкости коллекторного перехода Скб. Данная емкость зависит от напряжения база-коллектор. С ростом напряжения емкость Ссв уменьшается (рис. 1.9).

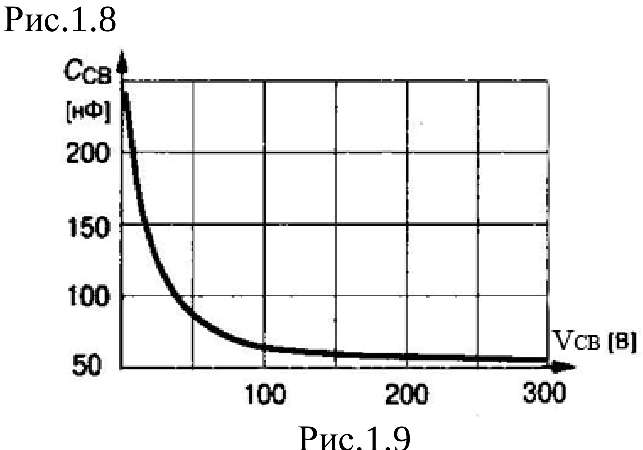


Рис.1.9

1.1.3. Мощные МДП-транзисторы

Совершенствование диффузионно-планарной технологии позволили получить многоканальные структуры мощных МДП-транзисторов (рис. 1.10). Активная область канала данных приборов формируется аналогично базе биполярного транзистора. Благодаря хорошей управляемости диффузионного процесса оказалось возможным изготовление рабочих каналов длиной менее 1 мкм с хорошей воспроизводимостью.

Рис. 1.10

Для транзисторов с относительно высокими пробивными напряжениями (более 100...300 В) используют DМДП- и VМДП-структуры.
V-образный МДП-транзистор изготавливается в виде вертикальной структуры, сходной со структурой биполярного транзистора (рис. 1.8).

DМДП-мощные транзисторы с коротким каналом имеют как вертикальную, так и горизонтальную структуру базовой ячейки. Все высоковольтные DМДП-транзисторы изготавливаются только с вертикальной структурой. Исходным материалом опять же является высоколегированная подложка n+-типа (для n-канальных транзисторов). При одинаковой

технологии изготовления DМДП- и VМДП-транзисторов первые, как правило, имеют более высокое пробивное напряжение, а вторые более низкое сопротивление канала в открытом состоянии. Современные транзисторы выполняется с кремниевым затвором (поликремниевым или поликристаллическим). Металлический затвор обладает значительно меньшим сопротивлением, что делает его предпочтительным в высокочастотных транзисторах.

Для низковольтных мощных МДП-транзисторов используют как уже упоминавшуюся горизонтальную DМДП-структуру, так и более совершенную UМДП-структуру. В данной ячейке затвор помещается в "канавку" (английский термин - trench). Это позволяет в несколько раз увеличить плотность размещения каналов и резко снизить остаточное сопротивление за счет еще большего уменьшения толщины эпитаксиального слоя (по сравнению с VМДП-структурой) и исключения паразитного промежутка между р-областями (по сравнению с DМДП-структурой).

Современные МДП-транзисторы с пробивным напряжением более 250,В имеют в структуре ячеек охранные кольца и полевые электроды, изменяющие форму поля и устраняющие опасные эффекты исправления и стягивания силовых линий, оказывающие сильное влияние на пробивное напряжение структуры.

Мощные МДП-транзисторы имеют структуры с индуцированным каналом, в которых для перехода прибора в открытое состояние необходимо осуществить инверсию проводимости канала, расположенного непосредственно под управляющим затвором. Это обеспечивается подачей соответствующего смещения на затвор. Для n-канального транзистора напряжение смещения является положительным, а для р-канального соответственно отрицательным. Открытое состояние ключа характеризуется прямым падением напряжения между стоком и истоком, которое в свою очередь зависит от сопротивления открытого канала.

Для высоковольтных МДП-транзисторов наибольший вклад (~95%) вносит сопротивление эпитаксиального слоя. Для низковольтных приборов сопротивление канала равномерно распределено. В высоковольтных МДП-структурах необходимо компромиссное решение между желанием повысить пробивное напряжение и снизить прямые потери. Пробивное напряжение повышается с увеличением размеров (длины) эпитаксиального n^--слоя. В то же время сопротивление Repi возрастает пропорционально напряжению пробоя в степени 2.5...2.7. С расширением n^--слоя увеличивается также время пролета носителей от истока к стоку, что следует учитывать в транзисторах высокочастотного применения. Данные ограничения не позволяют высоковольтным МДП-структурам иметь преимущества по остаточным напряжениям перед биполярными транзисторами при заданном уровне прямого тока. Омический характер сопротивления открытого канала приводит к положительному температурному коэффициенту прямого падения напряжения. Это свойство способствует более равномерному

распределению плотности протекающего через структуру тока и повышает ее теплоустойчивость. Однако в высоковольтных структурах с высоким удельным сопротивлением следует очень осторожно относиться к повышению температуры. При постоянном токе увеличение омического сопротивления с ростом температуры приводит к еще большему рассеиванию мощности, а значит, к новому повышению температуры структуры и т.д. Если процесс становится неконтролируемым, возникает явление теплового пробоя, очень похожее на эффект вторичного пробоя в биполярном транзисторе. Для уменьшения удельного сопротивления канала в высоковольтных структурах увеличивают число параллельных базовых ячеек. Однако это увеличивает размеры кристалла и повышает его стоимость.

Принципиально новым решением проблемы уменьшения остаточного сопротивления является изменение структуры базовой ячейки. В первой главе был представлен элемент так называемой CoolMOS-технологии, в котором с помощью специального эпитаксиального процесса сформирована p-область структуры особой геометрии. Данная область имеет значительное углубление в части структуры, расположенной под затвором. При этом сопротивление открытого затвора резко снижается, так как на пути протекания тока присутствует лишь незначительная часть эпитаксиального слоя. Все базовые ячейки мощного МДП-транзистора содержат внутренний "паразитный" биполярный n-p-n-транзистор, образованный n+-истоком (эмиттер), p-областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n^--слоем (коллектор). Этот транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-структуры (рис. 1.11). Чтобы сохранить все положительные свойства полевого транзистора, подключают части p-области к металлизированному контакту истока. Со схемотехнической точки зрения это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного n-p-n-транзистора.

При высокой скорости изменения напряжения в цепи стока (эффект dv/dt) необходимо применять дополнительные защитные меры.

Подключение p-области транзистора к металлизации n+-истока создает внутри структуры еще один дополнительный элемент — обратносмещенный p-n^--переход, подобный встречно-параллельному диоду между стоком и истоком (рис. 1.11). Структурные ячейки проектируют так, чтобы данный диод по своим предельным параметрам соответствовал аналогичным показателям МДП- транзистора и имел достаточно малое время восстановления запирающих свойств.

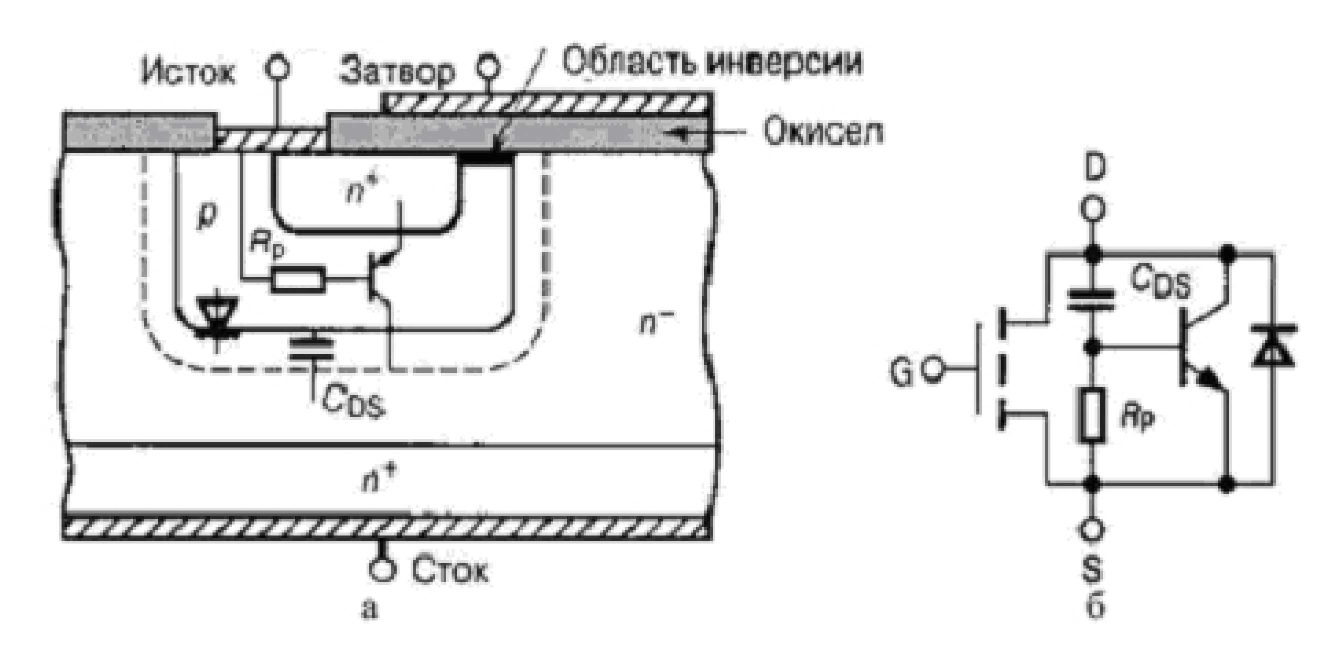


Рис. 1.11

Динамические свойства рассматриваемых ячеек определяются внутренними емкостями, среди которых различают емкости затвор-исток CGS, затвор-сток CGD и сток-исток CDS. Емкость затвор-исток состоит из двух составляющих: полевой емкости между металлизированными дорожками истока и затвора и дополнительной емкости, создаваемой перекрытием истоковой n+-области металлизированной частью затвора. Емкость затвор-сток это емкость между металлизированной частью затвора и эпитаксиальной n¯-областью (рис. 1.12). Емкость сток-исток определяется барьерной емкостью стокового p-n¯-перехода. Поскольку емкости CGO и CDS связаны с обедненной областью слоя, они становятся зависимыми от изменения напряжения сток-исток, уменьшаясь с его ростом (примерно в зависимости ~ (Vds)-0.5) (рис. 1.13).

Один из главных параметров биполярного транзистора, характеризующий качество ключа - коэффициент передачи тока. Аналогом данного коэффициента в МДП-транзисторе является силовая крутизна, т.е. параметр, определяющий амплитуду выходного ток при заданном управляющем воздействии.

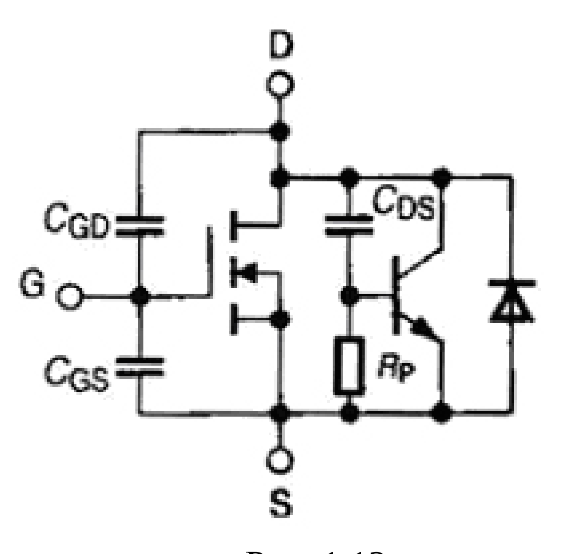


Рис. 1.12

Качество МДП-структуры тем выше, чем выше крутизна и меньше паразитная емкость. С точки зрения геометрии ячейки крутизна пропорциональна ширине канала рабочего тока и обратно пропорциональна его длине, а также толщине окисла, отделяющего управляющий затвор от полупроводниковой структуры.

Уменьшение толщины окисла нежелательно ввиду снижения порогового напряжения отпирания структуры ухудшения его защитных свойств от пробоя. Увеличение ширины канала приводит к росту паразитных емкостей. Единственный путь — это уменьшение длины канала за счет равномерного распределения тока основных носителей между множеством параллельных ячеек структуры. Однородность их свойств позволяют использовать некоторое количество данных ячеек для измерения тока пропорционального полному току стока. Такие приборы получили название SENSE МДП-транзисторы, которые наряду с основными выводами имеют два дополнительных, с которых может быть считана информация о силовом токе (рис. 1.114).

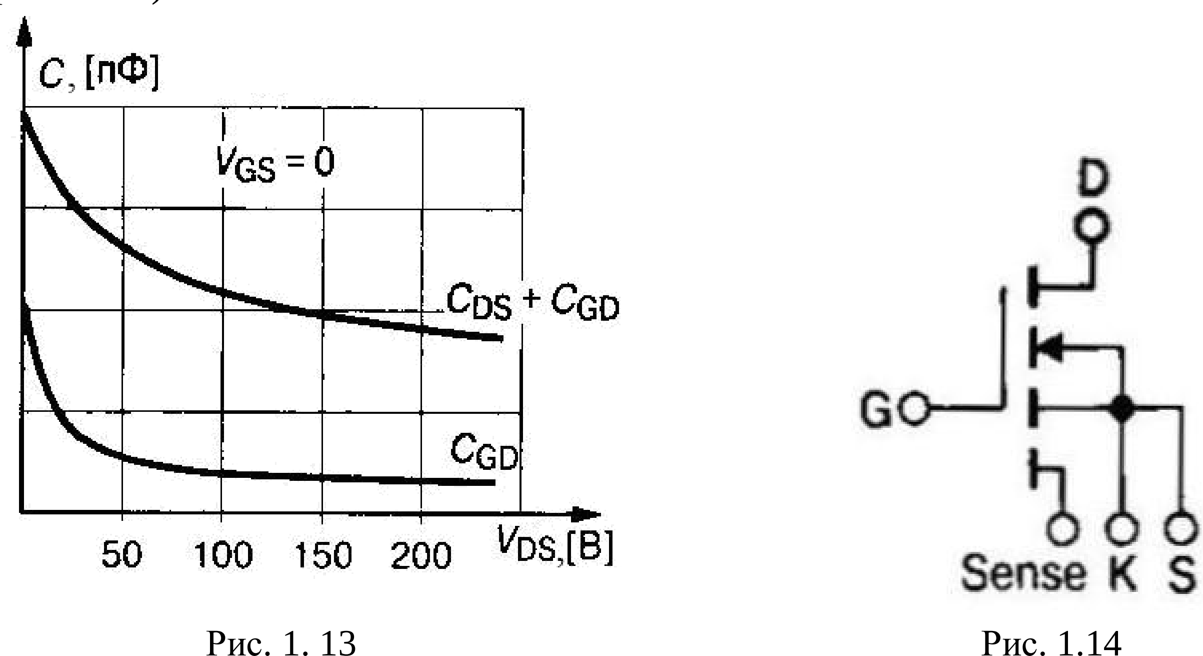


Рис. 1. 13

Рис. 1.14

1.1.4. Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT)

Монолитная структура, объединившая положительные качества биполярных, и МДП-транзисторов - называется IGBT, т.е. биполярный транзистор с изолированным затвором (рис. 1.15) [2,3,5]. При подаче на изолированный затвор положительного смещения возникает проводящий канал в р-области ячейки и между внешними выводами транзистора - коллектором и эмиттером начинает протекать ток. Поскольку высоколегированный р+-слой коллектора находится под воздействием внешнего положительного напряжения, в глубь низкоомной эпитаксиальной n-области начинается инжекция неосновных носителей, осуществляющих модуляцию проводящего канала. Данное свойство определило название IGBT как структуры с модулируемой проводимостью. При этом оказывается возможным значительное снижение сопротивления при ОТКРЫТОМ СОСТОЯНИИ, не свойственное МДП-транзисторам.

Схемотехнически структуру ячейки IGBT можно представить комбинацией двух главных составляющих управляющего МДП-транзистора и биполярного p-n-p транзистора (рис. 1.16).

Прямое напряжение на открытом ключе складывается из двух компонентов: напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе p-n-p-транзистора и падения на сопротивлении проводящего канала и модулируемой n-области. Таким образом, в отличие от МДП-ключа прямое падение напряжения в рассматриваемой структуре с одной стороны, не может быть меньше, чем пороговое значение диодной составляющей, а с другой стороны, оно пропорционально выходному току, умноженному на значительно меньшее промодулированное омическое сопротивление.

В области рабочих токов, температурный коэффициент является положительным, сохраняя преимущества полевого транзистора.

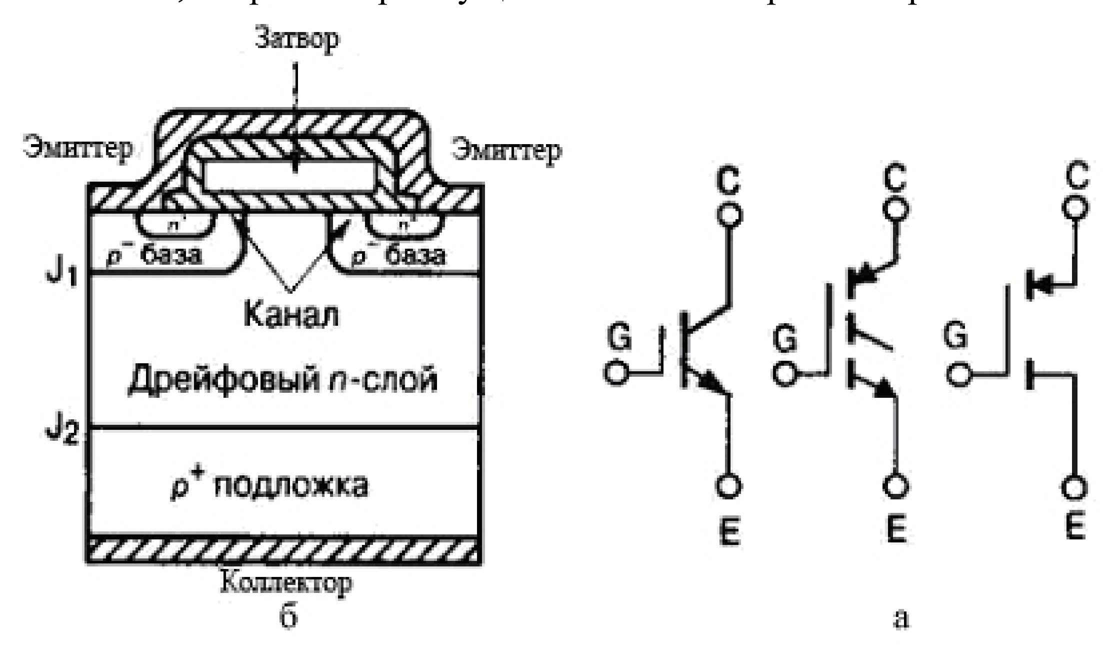


Рис. 1.15

В режиме токовых перегрузок высокая крутизна является причиной высоких плотностей тока, достигающих 10...20 А/мм^2, что снижает время допустимых перегрузок и требует более быстродействующих методов защиты.

Переключательные свойства структуры определяются внутренними паразитными емкостями (рис. 1.17). Особенностью IGBT-структуры по сравнению с МДП-транзистором является наличие неосновных носителей накопленных в базовых областях ячейки. Быстрое полевое выключение МДП-составляющей структуры приводит к отсечке базовой n--области и дальнейшему уменьшению накопленного заряда только на основе рекомбинационных эффектов. Это определяет наличие дополнительной фазы в выключаемом токе транзистора называемой хвостовой частью коллекторного тока (tail current), ухудшающей частотные свойства структуры (рис. 1.18).

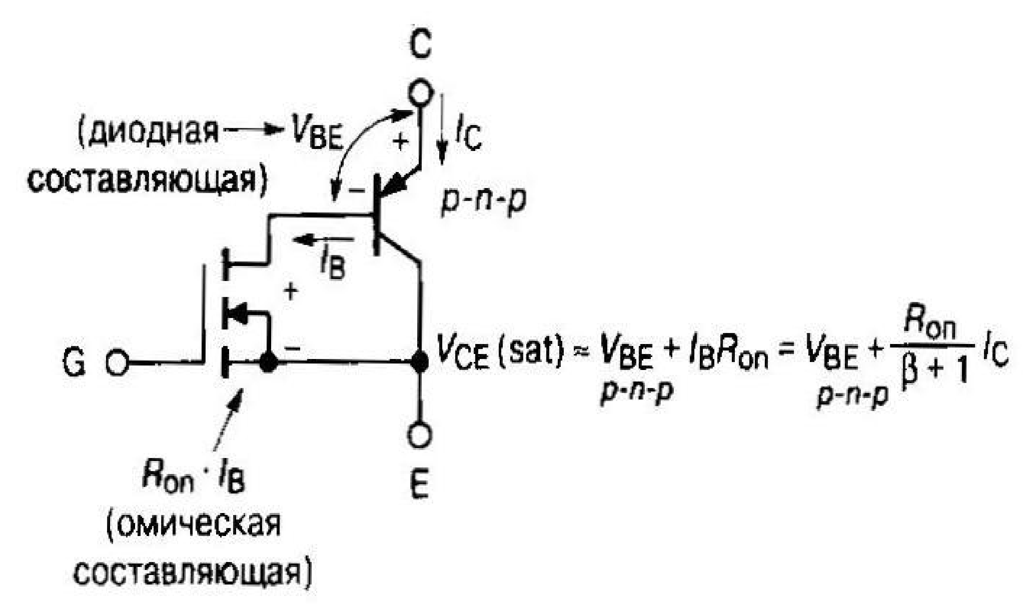


Рис. 1.16

Для уменьшения потерь в открытом состоянии и снижения остаточных напряжений сокращали длину ячейки структуры IGBT с 5...8 мкм, до 1 мкм. Структуры четвертого поколения изготавливаются на основе «Trench»-технологии, рис. 1.19.

Прямые падения напряжения не более 1.5 В при токах десятки и сотни ампер. Обладают устойчивостью к триггерному эффекту, и сохраняет расширенную область безопасной работы. К недостаткам следует отнести увеличенную входную емкость затвор-исток.

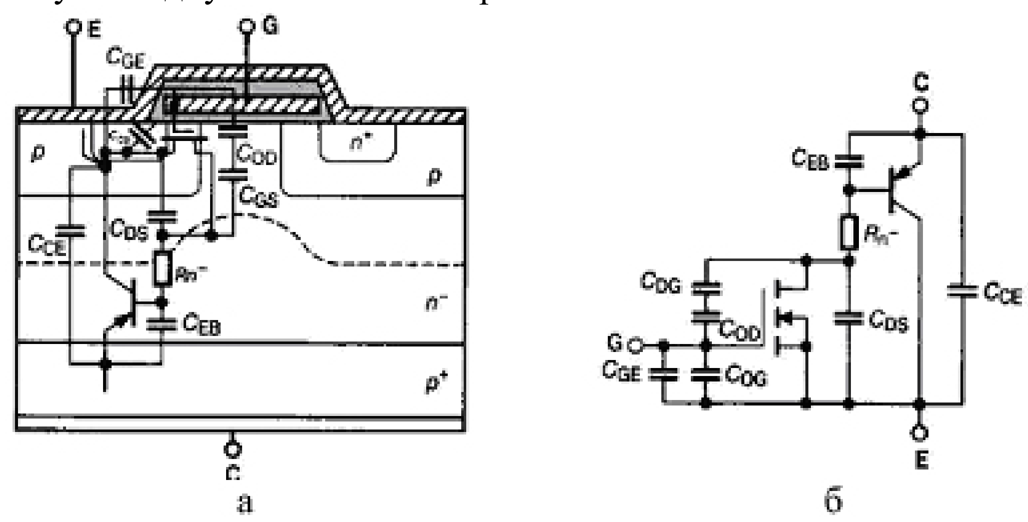


Рис. 1.17

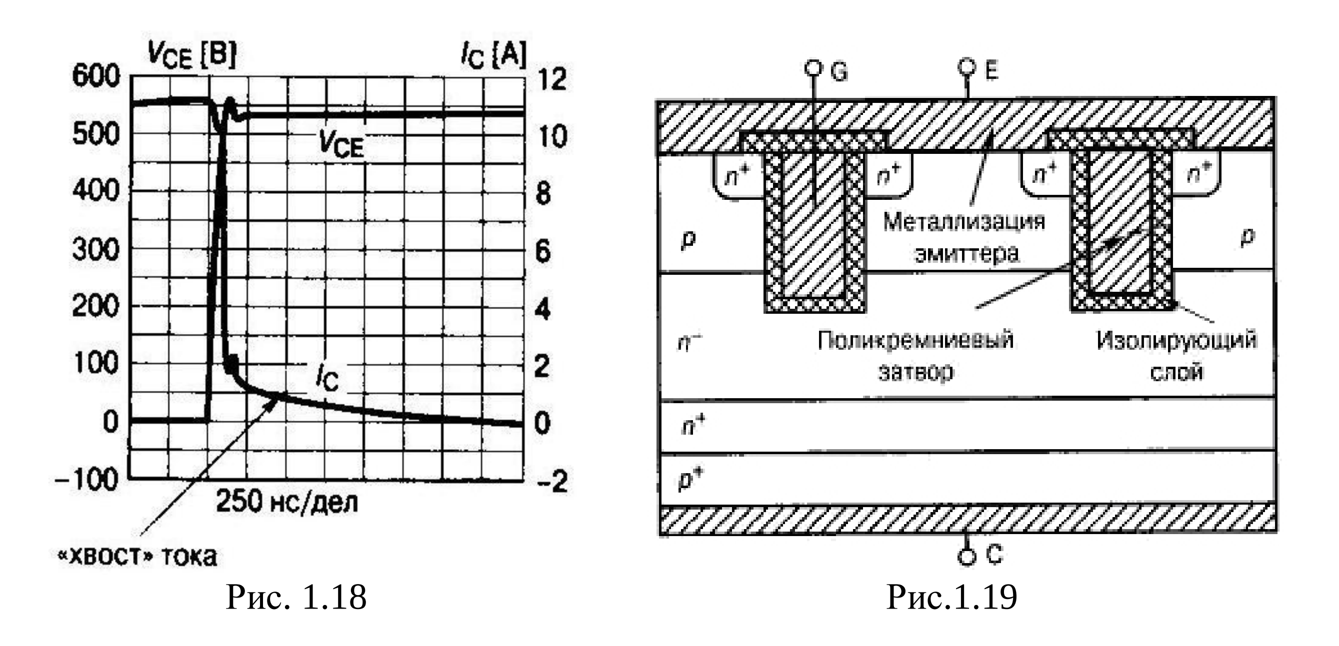


Рис. 1.18 Рис.1.19

1.1.5. Статические индукционные транзисторы

Базовая ячейка статического индукционного транзистора (СИТ) приведена на рис. 1.20. Способ размещения затвора влияет на частотные характеристики структуры. Скрытому затвору свойственна большая входная емкость, и транзисторы подобной конструкции не могут иметь предельную частоту усиления более 5 МГц.

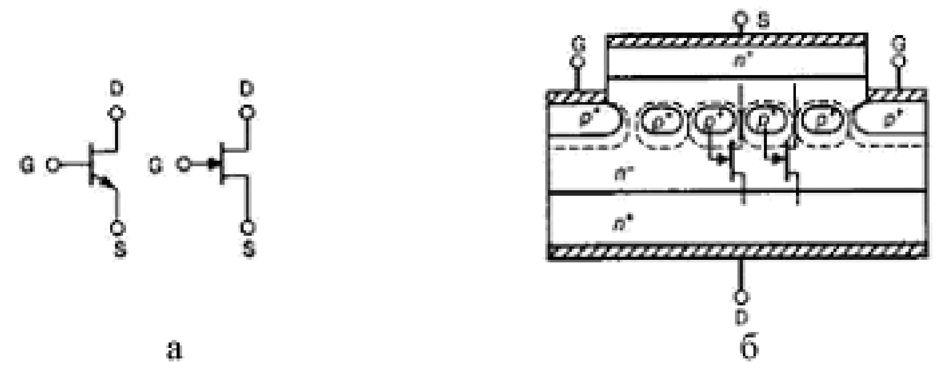


Рис. 1.20

СИТ имеют вертикальную структуру. Пробоем в СИТ является лавинный механизм умножения носителей, названный лавинным пробоем, который возникает при чрезмерном увеличении напряженности электрического поля в n-- области или с ростом температуры кристалла и проявляется в виде пробоя между стоком и затвором. В зависимости от того, присутствует в открытом состоянии ключа положительное смещение на затворе или нет, различают соответственно биполярный и полевой режим работы.

В классическом варианте СИТ является прибором нормально-открытого типа. Для его запирания на затвор необходимо подать отрицательное смещение, а в открытом состоянии возможны полевой и биполярный режим работы.

Динамические характеристики СИТ зависят от того, в каком режиме находился прибор. В полевом режиме быстродействие ключа определяется

временем перезаряда межэлектродных емкостей и, прежде всего входной емкости затвор-исток Cgs и переходной емкости затвор-сток Cgd.
Переключение СИТ в биполярном режиме также включает в себя этап перезаряда конструктивных емкостей.

1.2. Тиристоры

Полупроводниковые ключи с p-n-p-n-структурой, обладающие двумя стабильными состояниями и содержащие три p-n-перехода, называются управляемыми полупроводниковыми вентилями или просто тиристорами [2,3,5].

Тиристоры являются наиболее мощными электронными ключами, способными коммутировать цепи напряжением до 10кВ с токами до 10кА. В то же время частота наиболее мощных приборов обычно не превышает 1кГц. Конструктивное исполнение тиристоров (рис.1. 21) и силовых диодов во многом сходны.

а б

Рис.1. 21

Защита тиристоров. Тиристоры являются приборами, чувствительные к скоростям нарастания прямого тока $\frac{di_A}{dt}$ и прямого напряжения $\frac{du_F}{dt}$. Тиристорам, как и диодам, присуще явление протекания обратного тока восстановления i_{RR}, резкое спадение которого до нуля усугубляет возможность возникновения перенапряжений с высоким значением $\frac{du_{AN}}{dt}$. Такие перенапряжения являются следствием резкого прекращения тока в индуктивных элементах схемы, включая малые индуктивности монтажа, рассеяния трансформаторов и др. Поэтому для защиты тиристоров обычно используют различные схемы ЦФТП, которые в динамических режимах осуществляют защиту от недопустимых значений $\frac{di_A}{dt}$ и $\frac{du_F}{dt}$.

Для защиты от высоких значений $\frac{di_A}{dt}$ в цепях с низким полным сопротивлением цепи обычно используется последовательно подключаемый реактор с индуктивностью L_s или насыщающийся реактор. Однако в большинстве случаев внутреннее индуктивное сопротивление источников напряжения, входящих в цепь включаемого тиристора, оказывается

достаточным, чтобы не вводить дополнительные индуктивности. Поэтому на практике чаще возникает необходимость в ЦФТП, снижающих уровень и скорость перенапряжений при выключении тиристора. Для этой цели обычно используют RC-цепи, подключаемые параллельно тиристору.

Имеется большое многообразие различных типов тиристоров: динисторы и тринисторы, т.е. характеризуемые по количеству внешних выводов, однооперационные и двухоперационные (запираемые), т.е. отличающиеся по способности управляющего электрода как отпирать, так и запирать ток в силовой цепи, фототиристоры, т.е. управляемые световым излучением и т.д. (рис. 1.22). Среди них следует выделить:

– запираемые тиристоры (см. рис. 1.22, а);
– быстродействующие тиристоры для инверторов (с временем выключения менее 10 мкс);
– диодные тиристоры (динисторы), включаемые импульсом прямого напряжения (см. рис. 1.22, б);
– асимметричные тиристоры, в которых обычный тиристор интегрально объединен с встречновключенным силовым диодом, обеспечивающим протекание встречного для тиристора тока (см. рис. 1.22,в);
– объединенные конструктивно пары встречновключенных тиристоров (симисторы) (см. рис. 1.22, г);
– оптотиристоры, управляемые световым потоком (см. рис. 1.22,д).

Все они имеют свои области рационального применения.

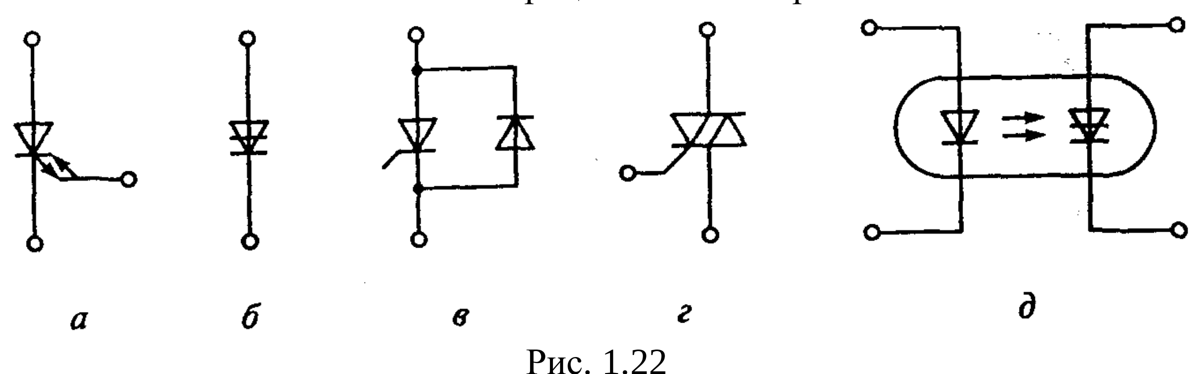


Рис. 1.22

Запираемые тиристоры. Неполная управляемость обычных (традиционных) тиристоров существенно снижает эффективность их применения. Для устранения этого недостатка созданы и продолжают разрабатываться тиристоры, запираемые сигналом, подаваемым на управляющий электрод. Среди них в настоящее время чаще всего выделяют три вида запираемых тиристоров:

– запираемый тиристор (GTO), переключаемый в открытое состояние и, наоборот, путем подачи на управляющий электрод сигналов соответствующей полярности;
– тиристор, коммутируемый по управляющему электроду (GCT), и его разновидность (IGCT), отличающийся наличием интегральной схемы управления;

– тиристор с полевым управлением (МСТ), который содержит два полевых транзистора, один из которых обеспечивает процесс включения, подавая импульс тока на управляющий электрод, а другой - аналогично - процесс выключения тиристора.

Последние разработки GTO и GCT способны блокировать напряжение до 6 кв и управлять током 6 кА. При этом GCT превосходит GTO по быстродействию и стойкости к скоростям изменения напряжения и тока. Коэффициент усиления по току управления в GCT равен 1, что в 3 – 5 раз выше, чем в GTO. В тоже время длительность тока управления в GTC не должна превышать 1 мкс.

Тиристоры типа МСТ имеют ряд принципиальных преимуществ перед тиристорами типа GTO и GCT в части быстродействия и более простой реализации управления. Современные образцы МСТ показывают способность коммутировать мощности выше 10 МВт при частоте 10 кГц.

Свойство тиристоров. Свойством всех типов тиристоров является регенеративный механизм отпирания, который обусловлен внутренней положительной обратной связью. Ее действие отражает участок отрицательного сопротивления (рис. 1.23). Полупроводниковая структура, принцип действия которой основан на индуцировании электрического поля обратносмещенного перехода, которое управляет анодным током, получила название <u>индукционного</u> тиристора. Структура данного ключа содержит четыре слоя и два p-n-перехода, в ней отсутствует механизм регенерации (рис. 1.24).

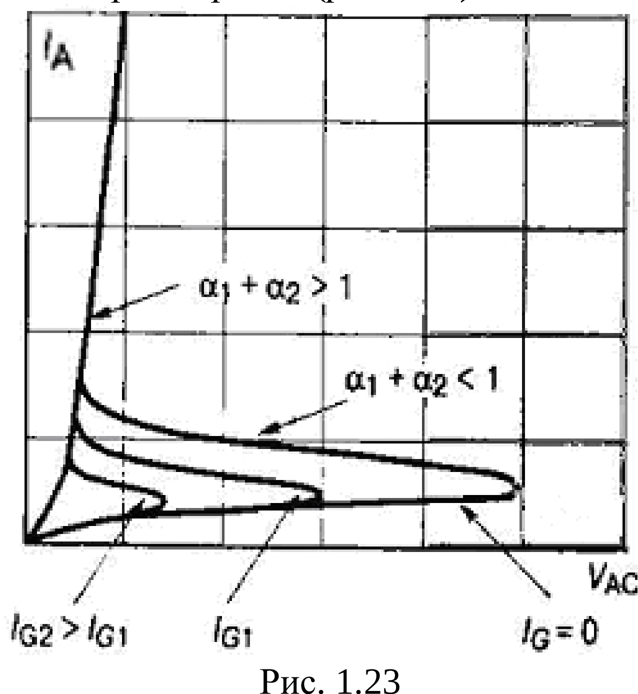


Рис. 1.23

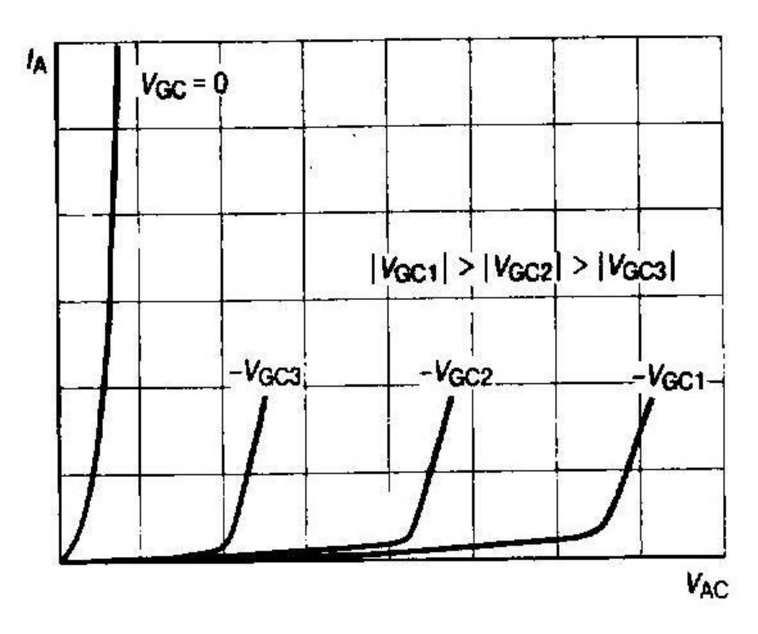


Рис. 1.24

1.2.1. Однооперационные тиристоры

На рис. 1.25 представлена структура мощного тиристорного ключа, управляемого светом (Ultra High Power Light Trigger Thyristor). Данная структура является не только многоячейковой и двухуровневой, т.е. содержащей основную и вспомогательную часть. Двухуровневая структура, содержащая дополнительный внутренний тиристор, предназначенный для более эффективного включения основной структуры, менее подвержена явлениям локальных перегрузок [2,3,5]. Схематически подобное построение тиристорной структуры представлено на рис.1.25.

Для переключения структуры тиристора из закрытого состояния в открытое используется световой сигнал, передаваемый по световолоконому кабелю. Такой принцип управления характерен для высоковольтных приборов с рабочими напряжениями более 5 кВ. Освещение р-базы крайней ячейки квантами света вызывает генерацию электронов и дырок повышенной концентрации. При этом понижается потенциальный барьер в центральном переходе, и данная часть структуры переходит в открытое состояние, отпирая в свою очередь многоканальную структуру вспомогательного тиристора (Auxiliary Thyristor). Силовой ток вспомогательной структуры является управляющим током для основной части прибора, обеспечивая быстрое ее включение.

В такой модели коллекторный ток каждого из транзисторов одновременно является базовым током другого. Переключение структуры тиристора в проводящее состояние происходит при выполнении условия, при котором сумма коэффициентов передачи токов транзисторов от эмиттера к коллектору становится равной единице (рис. 1.26)

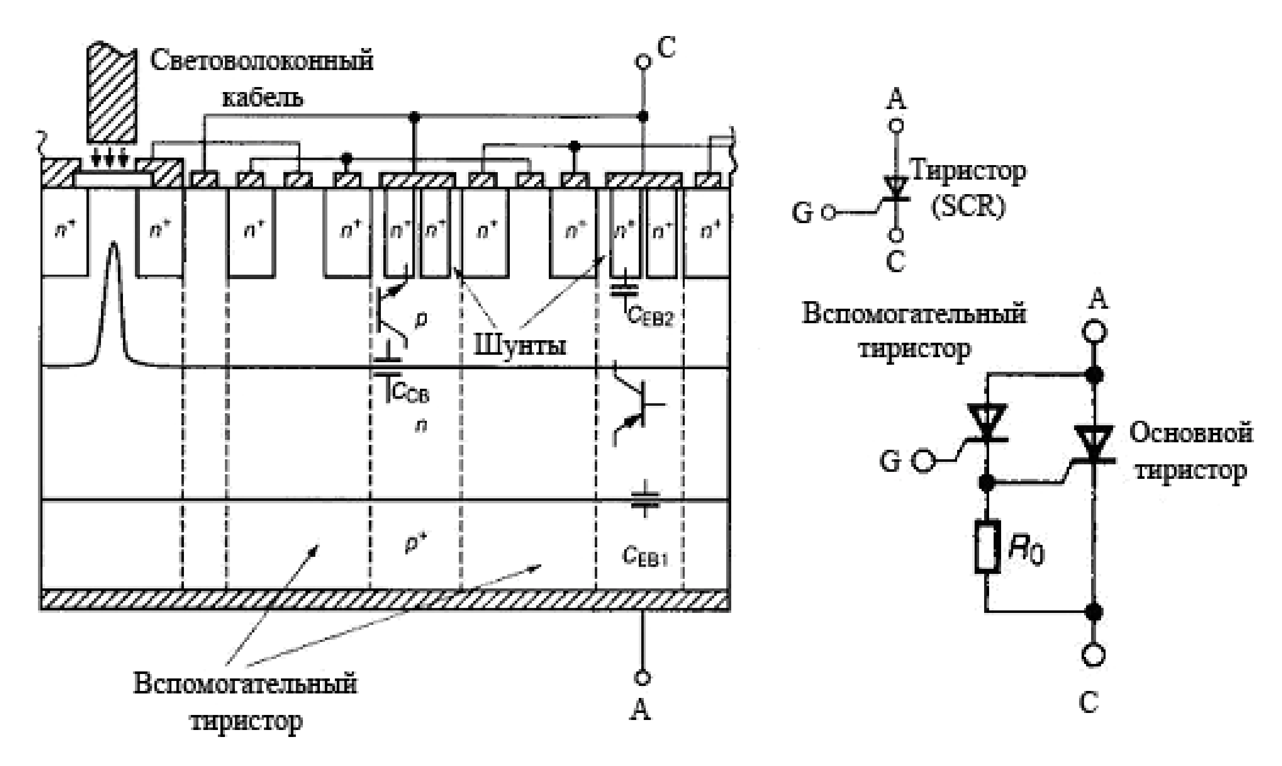


Рис. 1.25

Переключение структуры в проводящее состояние может быть реализовано с помощью управляющего тока или светового излучения. Другими механизмами переключения могут быть тепловой нагрев структуры, превышение допустимого уровня напряжения в анодной цепи тиристора, повышенная скорость изменения данного напряжения, ионизирующее излучение. Все эти факторы следует учитывать при обеспечении надежной работы тиристорных ключей. Переходный процесс выключения однооперационного тиристора фактически определяет его предельное быстродействие. Выключение данного тиристора происходит либо по аноду, т.е. когда между анодом и катодом подается отрицательное напряжение, либо путем уменьшения нагрузочного тока до значений ниже поддерживающего тока, когда прерывается действие внутреннего механизма положительной обратной связи. Способ запирания определяется типом коммутирующей схемы (узла коммутации). Среди способов выключения тиристоров принято различать *естественное выключение* (или естественную коммутацию) и *принудительное* (принудительную или искусственную коммутацию). Естественная коммутация происходит под воздействием переменного, обычно сетевого, напряжения в момент спадания тока до нуля. Естественная коммутация широко используется в регуляторах переменного напряжения и выпрямителях.

Способы принудительной коммутации. Наиболее характерны из них следующие: подключение предварительно заряженного конденсатора (рис. 1.27,а), подключение LC-цепи с предварительно заряженным конденсатором (рис. 1.27,б) и использование колебательного характера переходного процесса в цепи нагрузки (рис.1. 27,в). При коммутации по схеме на рис. 1.27,а подключение коммутирующего конденсатора, например, другим вспомогательным тиристором, вызывает его разряд на проводящий основной

тиристор. Так как разрядный ток конденсатора направлен встречно прямому току тиристора, последний снижается до нуля, и тиристор выключается. Интервал времени между началом разряда конденсатора и изменением на нем полярности напряжения под воздействием внешних источников напряжения или тока должен соответствовать времени выключения тиристора t_q.

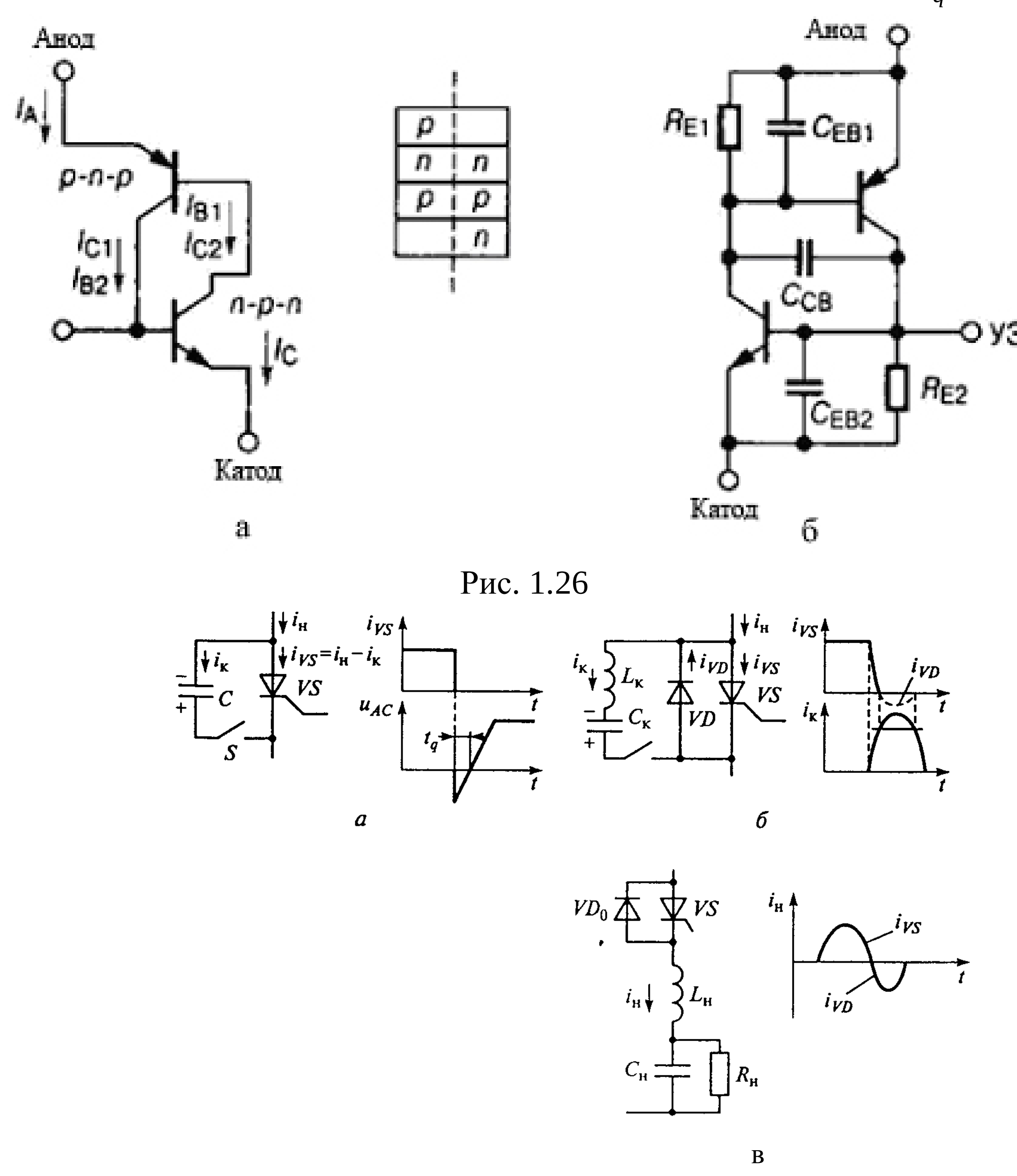


Рис. 1.26

Рис. 1.27

В схеме на рис. 1.27,б подключение LC-контура вызывает колебательный разряд коммутирующего конденсатора C_k. При этом в начале разрядный ток протекает через тиристор встречно его прямому току, а когда они становятся равными, тиристор выключается. Далее ток LC-контура переходит из тиристора VS в диод VD. Пока через диод VD протекает ток контура, к тиристору VS будет приложено обратное напряжение, равное

падению напряжения на открытом диоде. Этот интервал времени должен соответствовать времени выключения тиристора t_q.

В схеме на рис. 1 .27, в включение тиристора VS на комплексную RLC-нагрузку вызовет переходной процесс. При определенных параметрах нагрузки этот процесс может иметь колебательный характер с изменением полярности тока нагрузки $t_н$. В этом случае после выключения тиристора VS происходит включение диода VD, который начинает проводить ток противоположной полярности. Время проводящего состояния диода, как и в схеме на рис.1 .27,б, должно соответствовать времени выключения тиристора t_q. Иногда этот способ коммутации называют квазиестественным, так как он связан с изменение полярности тока нагрузки.

1.2.2. Запираемые тиристоры

Для ликвидации эффектов локализации и шнурования анодного тока и уменьшения влияния продольного сопротивления базового p-слоя в запираемых тиристорах (рис. 1.28) используют многоканальную структуру рис. 1.29. Областью применения таких тиристоров являются преобразователи без обратных шунтирующих диодов, например управляемые выпрямители [2,3,5].

Поскольку обратное напряжение тиристора падает на анодном p+-n--переходе, p+-область анода выполняется однородной по всей площади ячейки. Такие приборы не способны блокировать высокие обратные напряжения. Однако этого и не требуется во многих практических схемах применения (например, в автономных инверторах напряжения).

Физические процессы, протекающие в структурах запираемых тиристоров, во многом аналогичны уже рассмотренным для однооперационного прибора. Исключение составляет процесс прерывания анодного тока отрицательным током управления. Для улучшения энергетических показателей схемы и защиты ключа от всплесков напряжения используют встречно-параллельный диод. Однако у них увеличен ток утечки и снижена стойкость к эффекту dv/dt.

Увеличению скорости изменения запирающего тока препятствуют: уменьшение коэффициента запирания всей структуры и высокая паразитная индуктивность управляющего электрода (100...300 нГн). Это не позволяет использовать GTO в схемах последовательного соединения, так как невозможно обеспечить одновременное и быстрое запирание всех тиристоров. С появлением тиристоров с жестким принципом управления, HD-GTO, скорость нарастания тока управляющего электрода увеличивалась на два порядка (до 2000...4000 А/мкс), а паразитная индуктивность была снижена до 4...5 нГн. Разброс по времени выключения не превышал 0.1 мкс, что позволяло использовать HD-GTO в последовательных цепях без подбора

параметров. Создали специальные структуры, запираемые тиристоры на токи (до 3...4 кА), в которой все параллельные ячейки имеют одинаковое время выключения. При подаче отрицательного смещения в цепь электрода управления происходит быстрое увеличение запирающего тока. Анодный ток как бы переключается в цепь электрода управления, а рабочая часть структуры из четырехслойной преобразуется в трехслойную, аналогичную p-n-p-транзистору, который быстро запирается в режиме оборванной базы. Эти тиристоры получили название GCT. Структура данного тиристора на ток 4 кА состоит из двух тысяч сегментов, каждый из которых способен запирать ток порядка 2 А. Реализована структура на полупроводниковой пластине диаметром около 90 мм. Поэтому разрабатываются также специальные конструкции GCT с интегрированным формирователем, получившим название IGCT, т.е. интегрированный GCT (рис. 1.31).

При создании высоковольтных (более 4.5 кВ) структур запираемых тиристоров (как GTO, так и GCT) используют некоторую модификацию базовых ячеек.

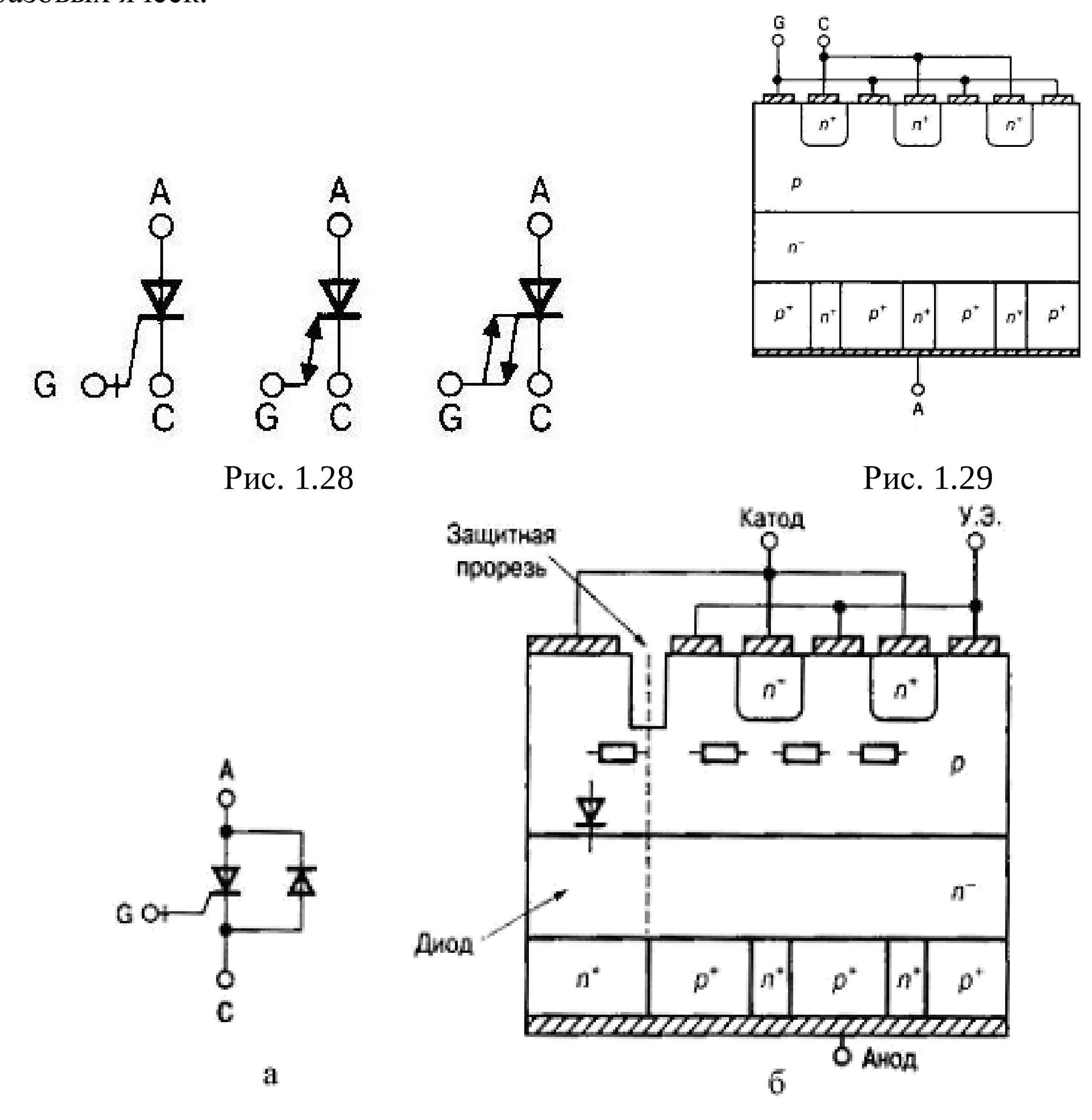


Рис. 1.28

Рис. 1.29

Рис. 1.30

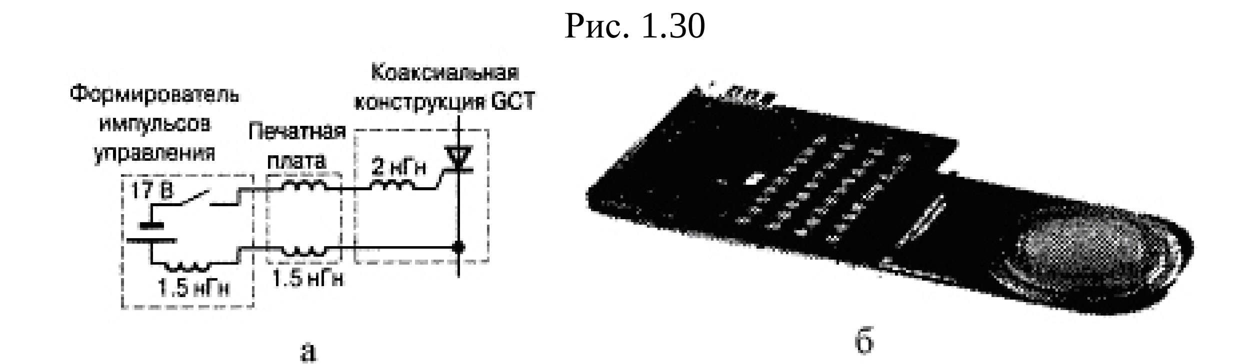


Рис. 1.31

1.2.3. Индукционные тиристоры

Процесс изготовления индукционных тиристоров технологически довольно сложен. Он, основан на планарно-диффузионной технологии. Значительная мощность, индукционного тиристора, накладывает требования, связанные с повышением плотности размещения элементарных ячеек и приданием им однородных свойств [5].

Рассмотрим структуру тиристора на примере базовой ячейки с поверхностным затвором (рис. 1.32).

Наличие четырех слоев различной проводимости определили применение слова тиристор в обозначении структуры. Особенностью тиристора по сравнению с SCR и GTO, является отсутствие внутренней положительной обратной связи. Нерегенеративный механизм включения имеет преимущества, помехоустойчивость к внешним воздействиям, повышенный диапазон рабочих температур (более 200°C), возможность переключения анодного тока повышенной плотности.

Индукционный тиристор сочетает высокую перегрузочную способность по току с быстрым протеканием процессов переключения. Проводящее состояние рассматриваемой структуры обеспечивается простым снятием отрицательного напряжения управления на затворе.

Небольшой положительный ток управления (порядка 2...3А) формируется с целью ускорения фронта включения. Это относится к нормально открытой структуре SITh. Существуют также нормально закрытые структуры тиристоров, не проводящие ток при нулевом смещении на управляющей сетке. Даже кратковременное отключение отрицательного смещения может вызвать катастрофические последствия в силовой схеме. Поэтому усилия разработчиков обращены на устранение данного недостатка.

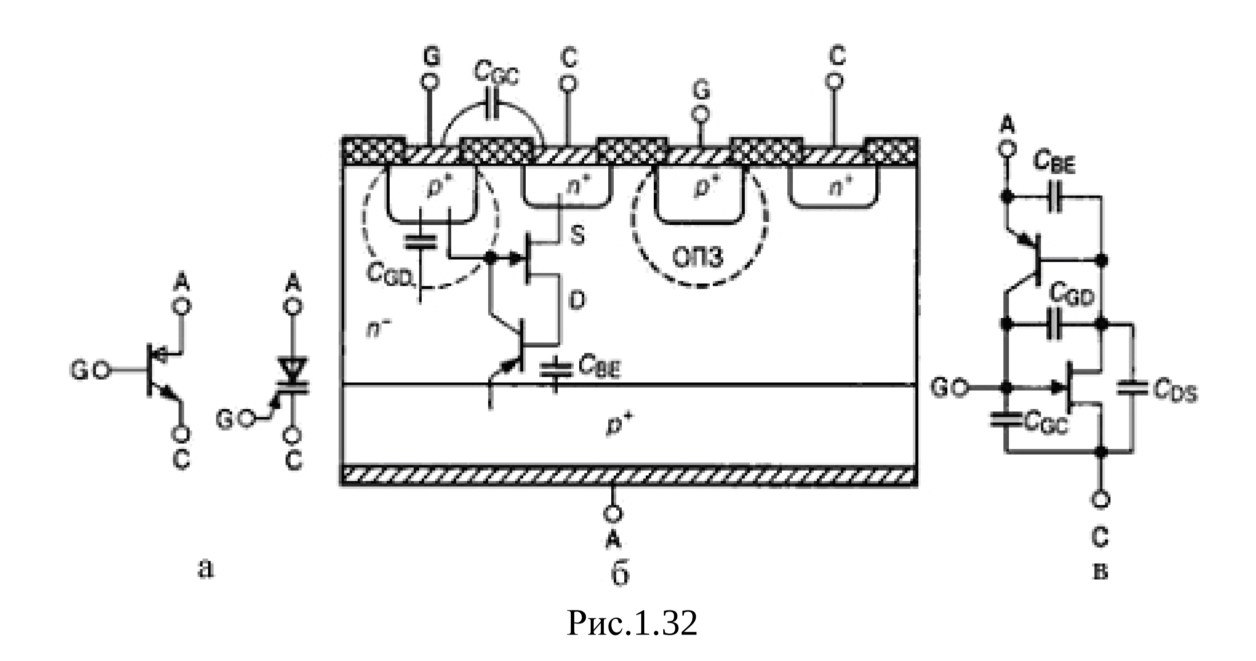


Рис.1.32

1.2.4. Полевые тиристоры

Способности индукционного тиристора находиться в выключенном состоянии характеризуется коэффициентом запирания по напряжению m (аналог коэффициента блокирования для транзисторов). Он определяется как отношение блокируемого анодного напряжения к модулю отрицательного управляющего напряжения в цепи затвора, при котором тиристор заперт. Монолитная полупроводниковая структура SITh с интегрированным управляющим МДП-транзистором получила название MOS Composite SITh, т.е. комбинированная транзисторно-тиристорная структура [2,3,5]. Ее базовая ячейка представлена на рис. 1.33. Рассматриваемая конструкция представляет собой управляемый по изолированному затвору ключ, по мощности соответствующий тиристору. Сохраняются все преимущества, свойственные индукционным тиристорам. Отсутствие непосредственной связи между выходом ключа (анодом) и входом (затвор МДП-транзистора). Такое совпадение не является случайным. Оно очередной раз доказывает единство целей, к которым стремятся различные технологии, объединившие в себе полезные свойства полевых и биполярных структур. МСТ представляют новый класс силовых ключей, по мощности и плотности тока соответствующий Тиристорным аналогам и управляемый по изолированному поликремниевому затвору (рис. 1.34). Существуют приборы: p- и n-канальные, с симметричной и асимметричной блокирующей способностью, одно- или двусторонним затвором-управления, с различными способами включения, например с помощью света. Все они имеют общее свойство: выключение полупроводниковой структуры обеспечивается интегрированным МДП-транзистором, который при включении закорачивает один или оба эмиттерных перехода. МСТ — это двухоперационный ключ: его выключение также осуществляется с помощью изолированного затвора. Термины (нижняя

и верхняя база, нижний и верхний эмиттер) относятся к двум биполярным транзисторным структурам n-p-n- и p-n-p-проводимости. Соединение данных транзисторов соответствует четырехслойной p-n-p-n-структуре тиристора. При подаче отрицательного напряжения во входную цепь управляющих транзисторов происходит включение p-канального транзистора. Высокий уровень инжекции обеспечивает переключение тока повышенной плотности (около 10000 А/см2). Открытое состояние структуры МСТ будет сохраняться до тех пор, пока либо не изменится направление анодного тока, либо не произойдет включение запирающего n-канального МДП-транзистора.

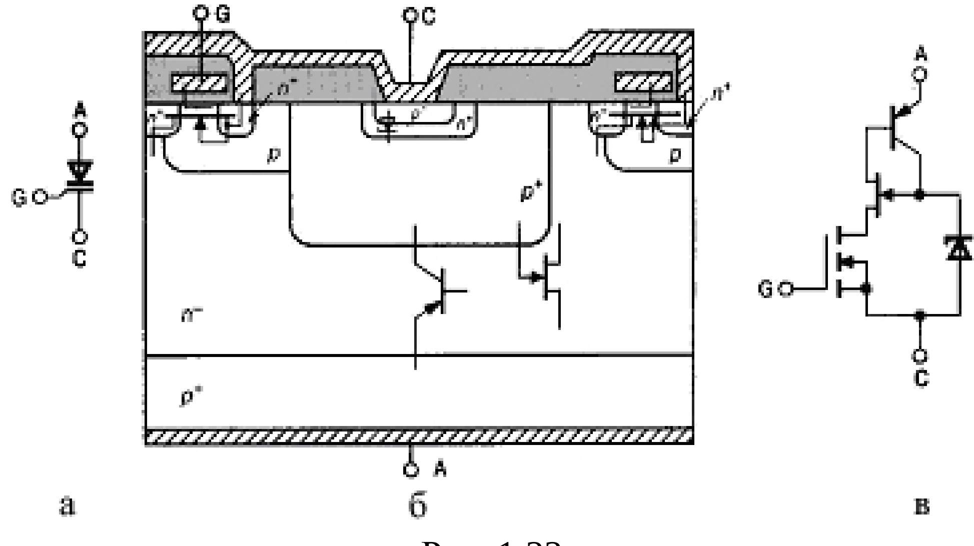


Рис. 1.33

Его включение обеспечивается положительным смещением во входной управляющей цепи. Чем выше это напряжение, тем большую амплитуду анодного тока может выключить управляющий транзистор, осуществляя закорачивание эмиттерного перехода верхнего p-n-p-транзистора. МСТ способен выдерживать dv/dt >10 кВ/мкс при 250 °С прерывания анодного тока амплитудой, температурный диапазон составляет 235...275°С.

Транзисторы с инжектирующим эффектом IEGT могут быть отнесены к классу полевых тиристоров.

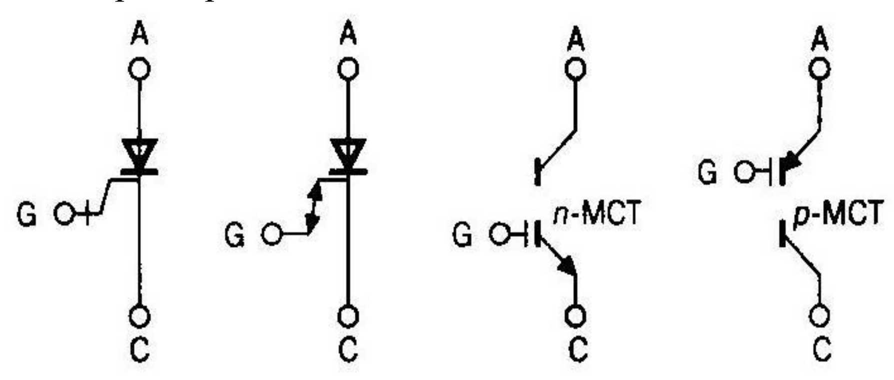


Рис. 1.34

1.2.5. Модули силовых электронных ключей.

Для улучшения технико-экономических показателей силовых электронных устройств — преобразователей, регуляторов и других устройств — широко используется интеграция силовых ключей, соединенных, как правило, по типовым, наиболее распространенным схемам. Интегрированные отдельные приборы в одном, обычно пластмассовом, корпусе с теплоотводящим основанием называются маулем. Металлическое основание для отвода теплоты отделяется от токопроводящих элементов специальным электроизоляционным слоем. Этот слой, с одной стороны, обеспечивает необходимую электрическую изоляцию интегрированных элементов, а с другой — хорошую теплопроводность между токопроводящими элементами и металлическим основанием для отвода теплоты из модуля.

Типовые схемы соединения элементов в модулях обычно соответствуют типовым схемам преобразования параметров электрической энергии (например, однофазные и трехфазные мостовые схемы выпрямителей и инверторов, схемы двухтактных ключевых регуляторов и др.).

На рис. 1.35 изображены типовые принципиальные схемы диодных (рис. 1.35, а), тиристорных (рис. 1.35, б) и диодно-тиристорных (рис. 1.35, в) модулей. Аналогичные схемы используют и в транзисторных модулях.

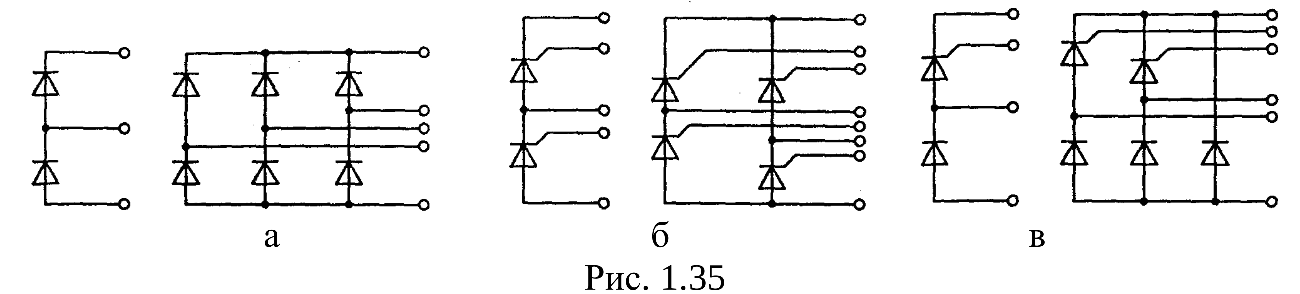


Рис. 1.35

«Разумные» интегральные схемы. Силовые интегральные схемы (Smart Power Integrated Circuits) или «интеллектуальные» силовые интегральные схемы (ИСИС). По существу, ИСИС являются электронными модулями, объединяющими в одном кристалле (или корпусе) как силовые электронные компоненты, например силовые транзисторы, так и схемы их управления, защиты, диагностики состояния модуля, а также различные интерфейсы рис. 1.36. Для оценки основных характеристик современных приборов использована диаграмма, рис. 1.37, где

1 - тиристоры;
2 - тиристоры GTO;
3 - транзисторы IGBT;
4 - МСТ;
5 - биполярные транзисторы;
6 – тиристоры MOSFET.

Из диаграммы видно, что наиболее мощными полностью управляемыми ключами в настоящее время являются запираемые тиристоры GTO и GCT, которым несколько уступают по мощности, но существенно опережают по быстродействию тиристоры типа МСТ и высоковольтные IGBT.

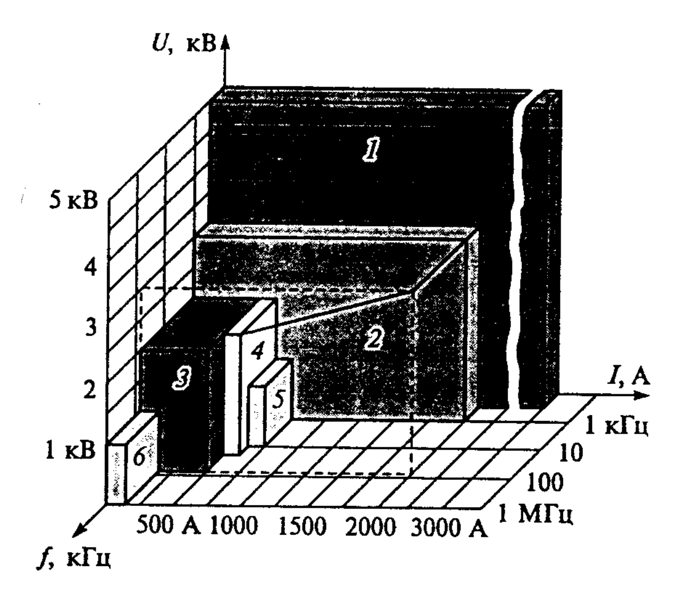
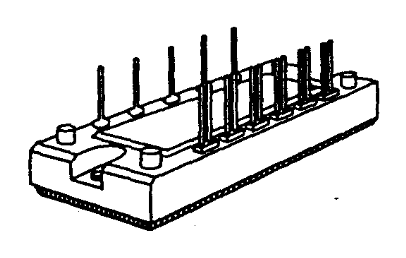
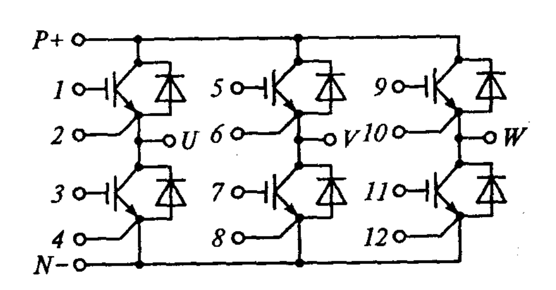
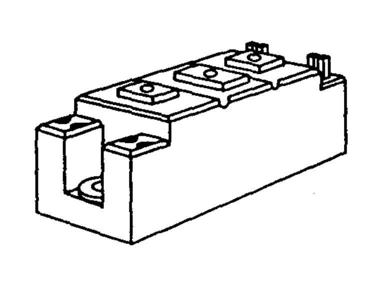


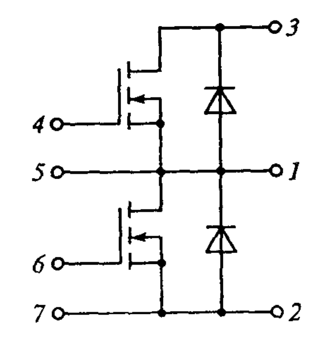
Рис. 1.37





а





б

Рис. 1.36

1.2.6 Элементная база и типовые узлы систем управления

На рис. 1.38 приведена обобщенная структура СУ. В структуре выделены некоторые функциональные блоки, характерные для силовых электронных устройств. Блок датчиков Д содержит датчики регулируемых и контролируемых параметров. Так как обычно регулируются выходные параметры, то часть датчиков непосредственно входит в обратную связь канала регулирования. Сигналы с этих датчиков поступают на регулятор РЕГ, в функции которого входит формирование закона управления элементами силовой части. Блок ФИУ формирует импульсы управления, непосредственно

поступающие на силовые элементы. По существу ФИУ является согласующим устройством между входами силовых приборов и выходом регулятора. Сигналы регулятора обычно являются маломощными и не отвечают требованиям, предъявляемым к импульсам управления силовых приборов (тиристоров, транзисторов и др.). Блок ФИУ называют также *драйвером*.

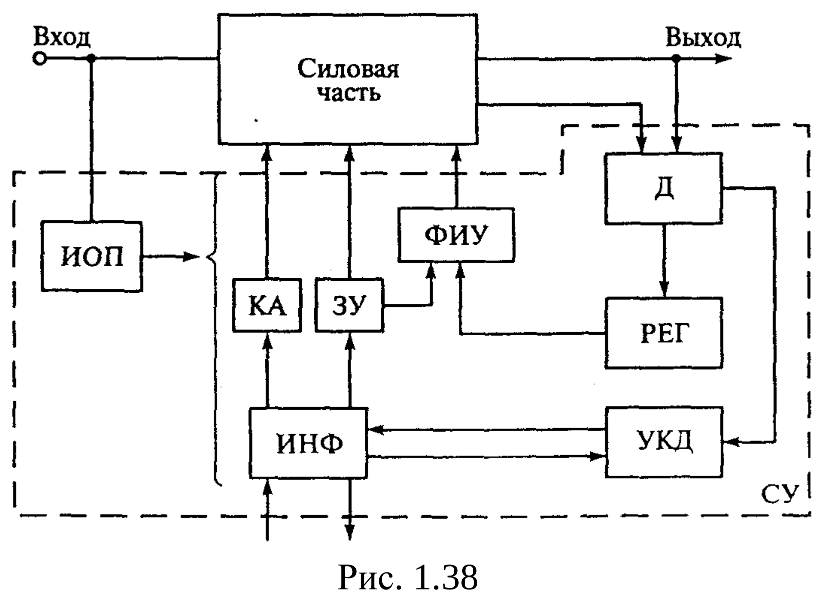


Рис. 1.38

Узлы выполняются на различной элементной базе: дискретные и интегральные электронные компоненты, электромагнитные реле и др. Для функционирования этих элементов требуются источники электропитания часто с различными параметрами. В составе структуры имеется блок вторичных источников питания для собственных нужд, называемых также источниками оперативного питания (ИОП). В ИОП используются различные виды преобразователей и регуляторов, согласующих параметры входного (иногда и выходного) напряжения силовых цепей с параметрами, требуемыми для питания элементов СУ.

При питании от сети переменного тока, основой ИОП являются маломощные трансформаторы с несколькими вторичными обмотками на разные напряжения. Эти обмотки подключаются к выпрямителям с выходными, обычно емкостными фильтрами.

Для стабилизации уровней выходных напряжений маломощных выпрямителей используют стабилитроны или транзисторные регуляторы в дискретном или интегральном исполнениях. В целях улучшения массогабаритных показателей получила распространение структура ИОП с бестрансформаторным входом. В этой структуре переменное напряжение силовой цепи непосредственно поступает на выпрямитель, выходное напряжение которого преобразуется инвертором в переменное напряжение повышенной частоты (обычно не менее 20 кГц). Затем это напряжение трансформируется, снова выпрямляется и фильтруется. Трансформация и фильтрация при повышенных частотах позволяют существенно уменьшить массу и габаритные размеры ИОП.

При питании ИОП от силовых цепей постоянного тока постоянное напряжение также инвертируется на повышенной частоте в переменное, затем трансформируется, выпрямляется и фильтруется.

Система управления силового электронного устройства обычно выполняет следующие функции:

- формирование сигналов управления силовыми элементами силовой части;
- регулирование выходных параметров силовой части;
- включение и отключение по заданному алгоритму основных узлов силовой части;
- обмен информацией с внешней средой. Текущий контроль и диагностика устройства осуществляется блоком УКД, на вход которого поступают сигналы с датчиков, контролируемых параметров.

Результаты контроля диагностики поступают на блок обработки информации ИНФ и затем с его выхода — на защитные устройства ЗУ. Блок ИНФ также в общем случае может связывать все устройство с внешней средой. Например, в него могут поступать сигналы команд на включение, выключение, изменения режима работы. Обычно эти сигналы обрабатываются или транслируются непосредственно в блок коммутационной аппаратуры КА. С другой стороны из блока обработки информации могут исходить сигналы о состоянии устройства, режиме его работы, информация о причине отключения или срабатывания защит и др.

1.2.7. Формирователи импульсов управления

Управление биполярным транзистором.

Формирователями импульсов управления, ФИУ (драйверами) называется особый класс усилителей, предназначенных для усиления информационного сигнала управления и преобразования его в сигнал с параметрами, необходимыми для гарантированного включения и выключения полупроводникового ключа. Помимо требований к мощности сигнала управления ключом, часто предъявляются требования к форме сигнала, поэтому иногда ФИУ называют усилителем-формирователем импульсов управления. Схемотехника ФИУ в первую очередь зависит от типа управляемого прибора. Особенности схемотехники ФИУ определяются статическими и динамическими свойствами прибора соответствующего типа.

Основными требованиями, предъявляемыми к ключу на биполярном транзисторе, является гарантированное насыщение транзистора током базы, обеспечивающее беспрепятственное протекание тока коллектора в интервале, когда транзистор должен быть включен, и минимизация тока утечки в интервале, когда транзистор должен быть выключен. Идеальная форма базового тока i_B и напряжения база - эмиттер u_{BE} для биполярного транзистора представлены на рис. 1.39.

При реализации такого импульса необходимо учитывать следующее:

– повышенная амплитуда тока базы при включении обеспечивает снижение времени задержки на включение;
– биполярный транзистор включается током, поэтому форма тока на рис.1.39 соответствует источнику тока, а не источнику напряжения;

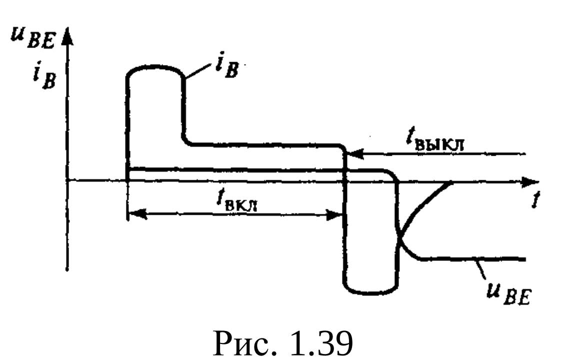


Рис. 1.39

– после включения ток базы снижается, в результате чего накопленный в базе заряд уменьшается, Это приводит к снижению времени на следующее выключение;
– импульс обратного тока базы при выключении приводит к более быстрому спаду тока коллектора i_C, т.е. к более быстрому выключению;
– после выключения обратное напряжение база—эмиттер u_{BE} обеспечивает повышение допустимого напряжения коллектор — эмиттер U_{CE} и снижает ток утечки транзистора.

На практике необязательно осуществлять такое сложное управление, требующее дополнительных устройств в цепях ФИУ. Требования к сигналу управления определяются требованиями к быстродействию ключа (рабочая частота коммутаций) и к значению потерь в нем. Проблема в создании ФИУ биполярных транзисторов состоит еще и в том, что не всегда возможно соединение «земли» системы управления и эмиттера транзистора. Часто нагрузка подключается к эмиттеру транзистора. В этом случае необходимость гальванической развязки между цепями системы управления и силовой схемой является обязательной функцией ФИУ.

Простейшая схема ФИУ биполярного транзистора представлена на рис. 1.40, а. В схеме реализован усилительный каскад с двумя дополнительными транзисторами, для увеличения маломощного сигнала микросхемы до необходимого значения и источником отрицательного напряжения для создания в моменты паузы (когда ключ выключен) отрицательного смещения, которое способствует более полному и более надежному запиранию транзистора.

Для уменьшения потребляемой ФИУ мощности применяют парные (комплементарные) транзисторы VT2, VT3, работающие, попеременно (рис. 1.40, б). Когда импульс управления отсутствует (u_y=0), транзистор VT4 открыт и через его коллектор протекает отпирающий ток базы VT2. Силовой транзистор VT1, в свою очередь, открывается усиленным током коллектора транзистора VT2. Транзистор VT3 при этом заперт, так как его эмиттер имеет более отрицательный потенциал относительно базы. Конденсатор C заряжается током базы силового транзистора, обеспечивая бросок тока при включении для его более быстрого включения. В момент поступления импульса от микросхемы управления транзисторы VT4 и VT2 закрываются, а

транзистор VT3 включается напряжением конденсатора C1, который, разряжаясь, обеспечивает запирающий базовый ток силового транзистора.

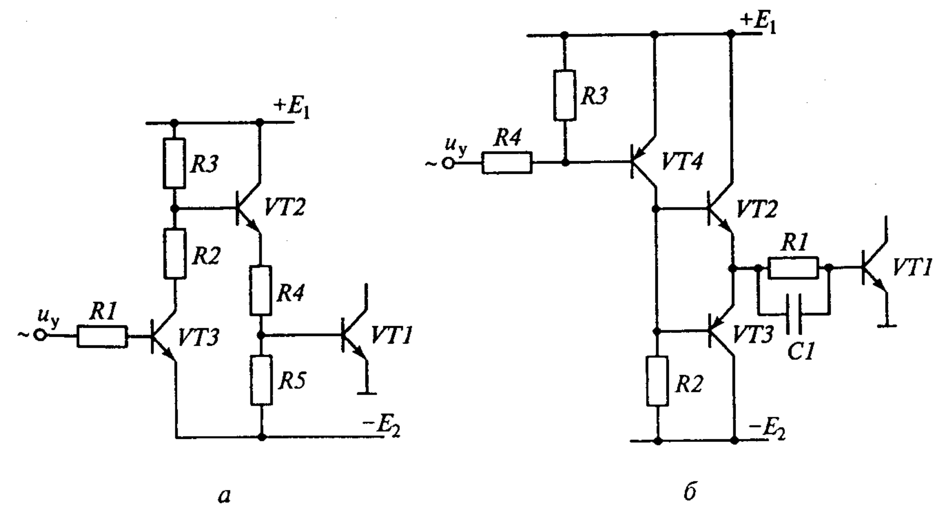


Рис. 1.40

Управление полевым транзистором. Особенности управления полевым транзистором связаны, во-первых, с тем, что при постоянном напряжении затвор — исток и через затвор протекает незначительный ток (порядка нескольких наноампер), во-вторых, на процессы включения и выключения значительное влияние оказывает входная емкость транзистора, скорость перезаряда которой определяет время включения и выключения транзистора. Управление МОПБТ аналогично управлению полевым транзистором, так как конструктивно затвор МОПБТ подобен затвору МОП-транзистора. Поэтому основные принципы управления полевым транзистором аналогичны принципам управления МОПБТ.

Полевым транзистором можно управлять выходным сигналом микросхемы системы управления, напряжением 5... 15 В и током менее 100 мА (рис. 1.41, а). Однако для управления мощными транзисторами применяют усилители, схема которых соответствует схеме двухтактного эмиттерного повторителя на парных биполярных транзисторах (рис. 1.41, б). В этой схеме биполярные транзисторы в активном режиме играют роль источников тока для более быстрого перезаряда входной емкости МОП-транзистора.

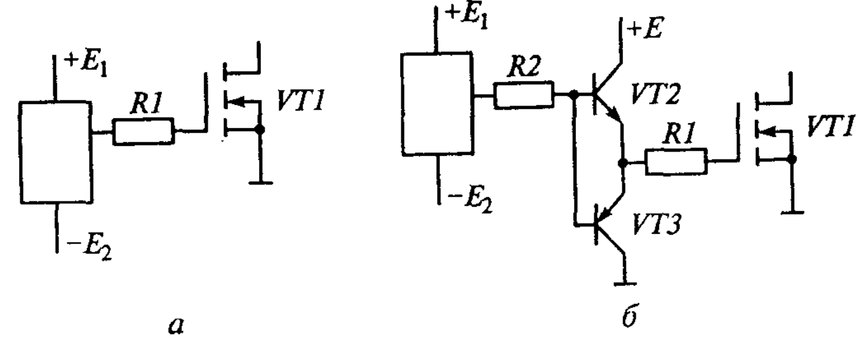


Рис.1.41

Управление тиристором. Схема управления тиристором подает на управляющий электрод импульсы только на его включение, кроме того, подача импульса должна происходить тогда, когда напряжение анод— катод

тиристора положительно, в противном случае включения не произойдет. Идеальный импульс на включение (рис. 1.42) должен иметь большую скорость нарастания тока при включении и повышенную амплитуду в начальный момент.

Это ускоряет процесс включения и снижает возможность выхода из строя из-за повышенной скорости нарастания анодного тока $\frac{di}{dt}$. После завершения процесса включения импульс управления желательно «обнулить», так как продолжительный импульс увеличивает потери мощности в тиристоре. Однако необходимо учитывать, что при наличии в нагрузке индуктивной составляющей процесс включения затягивается, и в этом случае импульс должен иметь повышенную длительность для гарантированного включения.

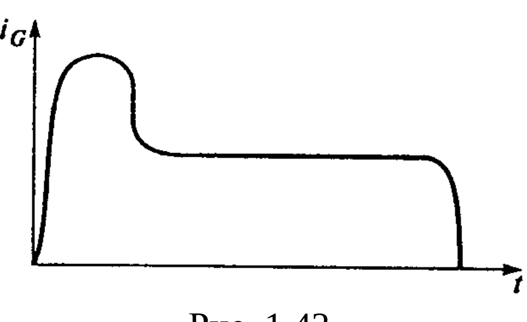


Рис. 1.42

Типовая схема управления тиристором использующая импульсный трансформатор представлена на рис. 1.43, а. Диод VD1 и стабилитрон VD2 обеспечивают перемагничивание трансформатора и предотвращают перенапряжение на транзисторе VT1. Резистор R1 ограничивает ток управляющего электрода тиристора и одновременно ток коллектора транзистора CT1. Резистор R2 защищает тиристор от включения помехами, а диод VD3 предотвращает появление отрицательного напряжения на управляющем электроде тиристора VS1.

Запираемый тиристор выключается импульсом отрицательного тока управляющего электрода. Схема драйвера для двухоперационного тиристора значительно сложнее, чем для однооперационного, и по топологии близка к схемам ФИУ биполярного транзистора. Пример схемы драйвера для запираемого тиристора приведен на рис. 1.44 [3].

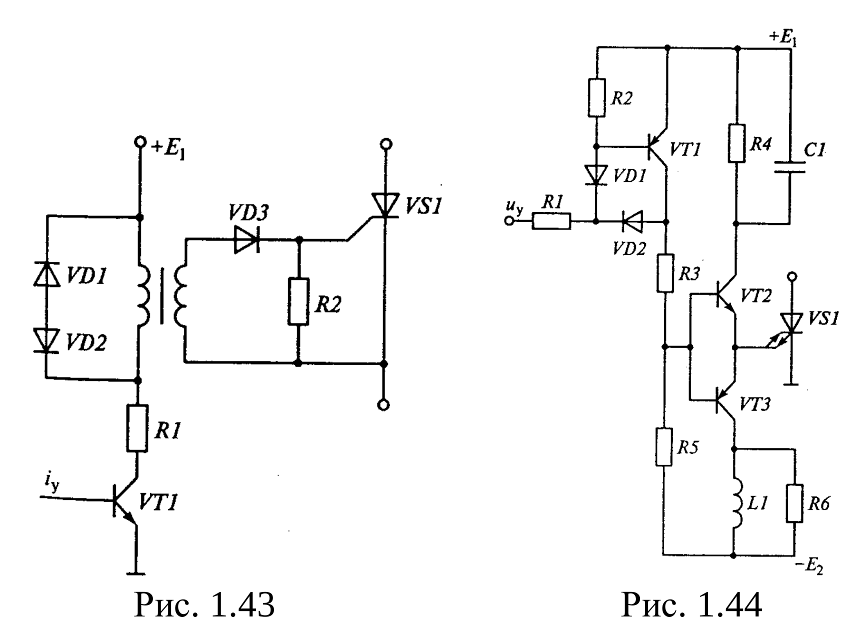


Рис. 1.43 Рис. 1.44

1.2.8. Микропроцессоры в системах управления

Микропроцессор (МП) — программно-управляемое устройство, осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управления им. Основными обязательными функциональными узлами МП являются арифметически-логическое устройство (АЛУ) и устройство управления (УУ). Однако для взаимодействия МП с внешним миром необходимы запоминающие устройства для хранения программ и результатов промежуточных вычислений, устройства ввода—вывода (УВВ) информации и др. Совокупность перечисленных устройств называется микропроцессорным устройством (МПУ), упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 1.45.

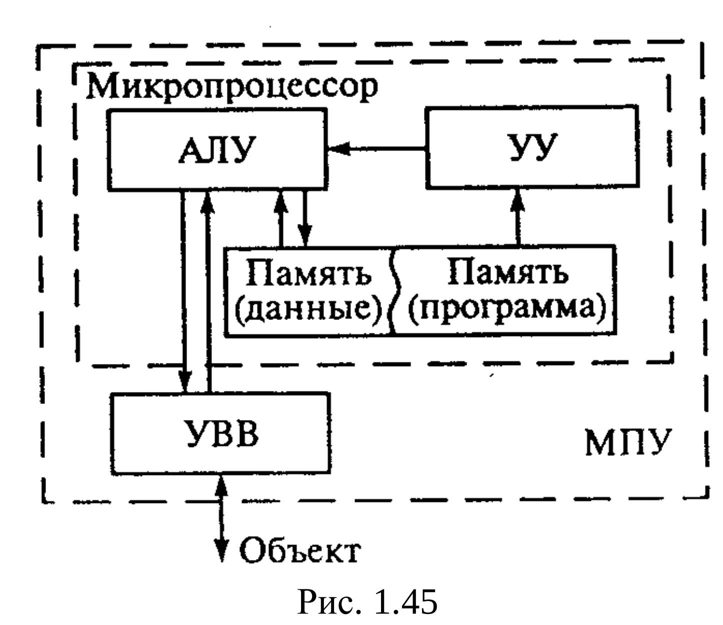


Рис. 1.45

Устройство ввода—вывода обычно разделяют на две части: интерфейс (*англ.* interface — устройство отображения) и внешнее или периферийное устройство. Интерфейс преобразует сигналы от МП в сигналы, воспринимаемые внешним устройством, и наоборот. Периферийные устройства, связанные с объектом управления, называются также устройствами сопряжения (УСО). Обычно они согласовывают сигналы, поступающие с датчиков, контролирующих параметры объекта с интерфейсом МПУ. Устройства сопряжения обычно включают в себя преобразователи аналоговых сигналов в цифровые (АЦП) и наоборот — цифровые в аналоговые (ЦАП), а также усилители сигналов.

На основе МПУ создаются различные вычислительные устройства, в частности, рассчитанные на взаимодействие с человеком и содержащие в качестве средств связи клавиатуру и дисплей. Если же МПУ используется для управления различными техническими устройствами, объектами или техническими системами, то такие МПУ называются микропроцессорными контроллерами или просто микроконтроллерами. В качестве примера использования микроконтроллера на рис. 1.46 приведена упрощенная схема плавного пуска двигателя. Пуск двигателя в этой схеме осуществляется от трехфазной сети через встречновключенные тиристоры VS в каждой фазе. Принцип плавного пуска реализуется за счет регулирования напряжения, подаваемого на обмотки двигателя, которое осуществляется изменением угла управления тиристорами VS по заданному закону.

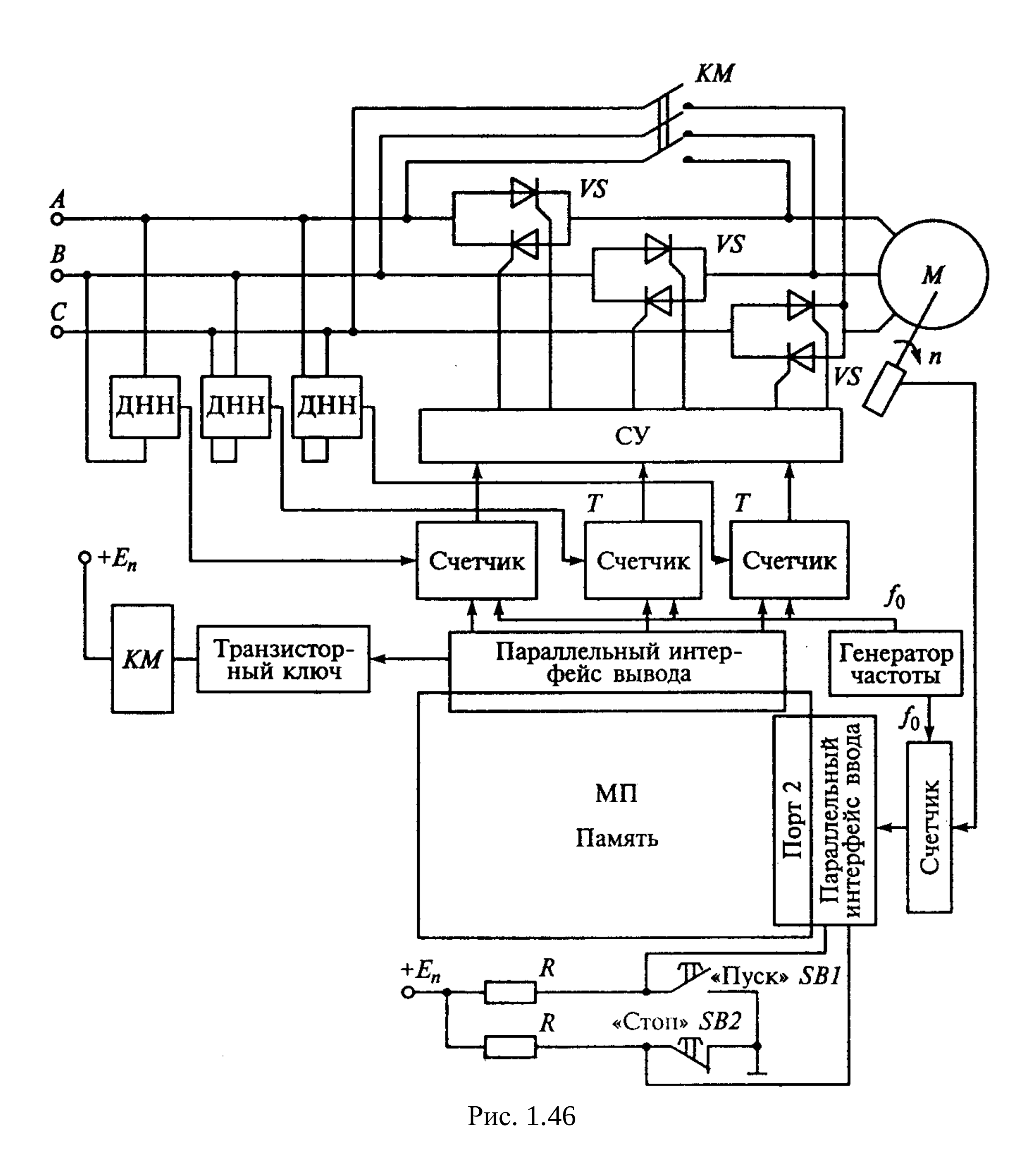


Рис. 1.46

Система обеспечивает управление тиристорами, формируя импульсы управления в заданные моменты времени, соответствующие углам управления α (рис. 1.47). Для этого в нее должны входить датчики нуля напряжения ДНН, фиксирующие моменты начала отсчета угла включения α и блока тиристоров (БТ). Сигналы с ДНН поступают на микропроцессорную систему и служат для запуска таймеров соответствующей фазы. Таймер представляет собой счетчик импульсов внутреннего генератора стабильной частоты. С приходом сигнала от ДНН этот счетчик начинает считать. От обычного счетчика таймер отличается наличием предуставки, т. е. определенно числа, при достижении которого счетчик таймера останавливается и выдает выходной сигнал. Этот

сигнал подается на устройство управления тиристорами и служит для отпирания соответствующего тиристора. Счетчик таймера сбрасывается на ноль и ждет появления следующего импульса от соответствующей от соответствующей фазы ДНН.

Предуставка таймера может изменяться, вместе с этим будет меняться и угол включения α тиристора. Для этого каждый канал таймера подключается к микропроцессору через параллельный интерфейс вывода. На микропроцессор возлагается задача менять предуставки таймера в соответствии с выбранным законом изменения напряжения на двигателе АД. Этот закон может быть задан как некоторая функция u(t), где t - текущий момент времени пуска двигателя. В этом случае напряжение будет меняться по жесткому закону u(t) вне зависимости от того, как будет происходить реальное увеличение числа оборотов двигателя u(t). При возможных отклонениях в условиях пуска (пуск в холодную погоду, загустевание смазки в подшипниках и т.п.) такой жесткий закон может привести к появлению токовых перегрузок двигателя.

Более надежным способом пуска является использование функциональной связи между напряжением на двигателе U, током I через его обмотки и числом оборотов $n: U = f(I, n)$. Подставив в эту формулу ограничение по току $I = I_{доп}$, получим закон изменения напряжения $U(t) = f(I_{доп}, U(t))$. Однако для реализации этого закона нужен датчик частоты вращения двигателя. Такой датчик требует дополнительного канала таймера — канала записи момента - счетчиком и генератором стабильной частоты.

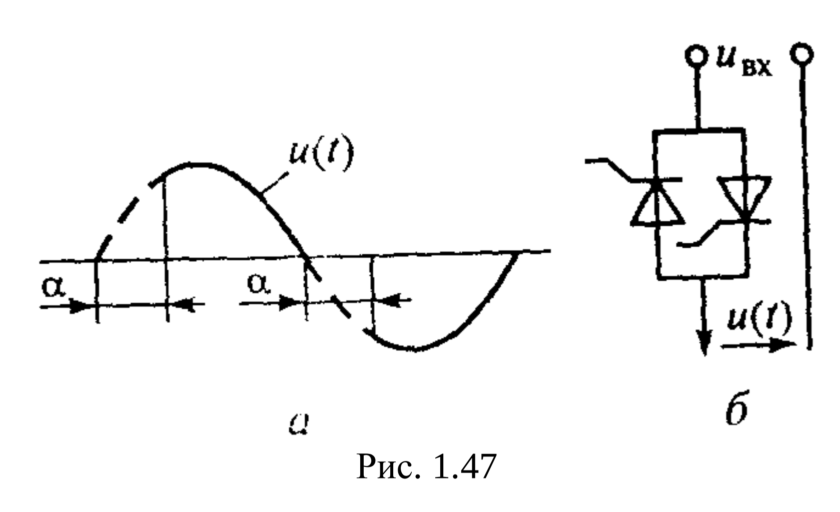


Рис. 1.47

После разгона двигателя до номинальной скорости, угол α становится равным нулю. Тиристоры имеет смысл шунтировать силовыми контактами контактора КМ, управление которым осуществляет микропроцессор.

Контрольные вопросы.

1. Определите полные потери мощности в ключе, коммутирующем активную нагрузку R_h=1 Ом. Статическая ВАХ в линеаризованном виде имеет параметры: ΔU_s=2 В; $R_{вкл}$=0,2 Ом; $R_{выкл}$=1 кОм; $t^n_{вкл}$=20 мкс; $t^n_{выкл}$=40 мкс. Питание поступает от источника напряжения постоянного тока с Е=110 В. Импульсы управления на выключение и включения ключа поступают периодически с равной длительностью $t_{вкл} = t_{выкл} = T_k / 2$, где T_k=1 мс. Расчеты проиллюстрировать диаграммами мгновенных значений тока i_s, напряжения u_s и мощности P_s ключа.
2. Определите максимальное напряжение, возникающее на ключе при отключении RL-нагрузки при следующих исходных данных: R=1 Ом; L=0,1 мГн. Питание нагрузки осуществляется от источника напряжения постоянного тока U=24 В, статическая ВАХ ключа идеальна и время выключения $t_{выкл}$=1 мкс.
3. В задаче №2 нагрузка зашунтирована обратным идеальным диодом. Определите время спадания тока в нагрузке до нуля при выключении ключа.
4. Перечислите основные различия между биполярными и полевыми транзисторами и поясните их влияние на применение этих транзисторов в качестве силовых ключей.
5. Поясните назначение и принцип действия элементов ЦФТП на Рис.1.13.
6. Определите мощность коммутируемого конденсатора С (см. рис.1.17,а), необходимую для выключения тиристора с временем выключения t_q=50 мкс, полагая ток, поступающий в цепь тиристора и конденсатора на интервале выключения, неизменным и равным 100 А.
7. Для чего в схемах драйверов полевых транзисторов используются биполярные транзисторы , если учесть, что полевые транзисторы по существу управляются напряжением и практически не потребляют ток управления в стационарном состоянии?
8. Перечислите основные преимущества использования МПУ в системах управления силовых электронных устройств.

ТЕМА 2. УПРАВЛЕНИЕ СИЛОВЫМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ КЛЮЧАМИ

2.1. Функции и структура систем управления преобразователями

Преобразователи электрической энергии состоят из силовой и управляющей частей, находящихся в непрерывном взаимодействии (рис. 2.1).

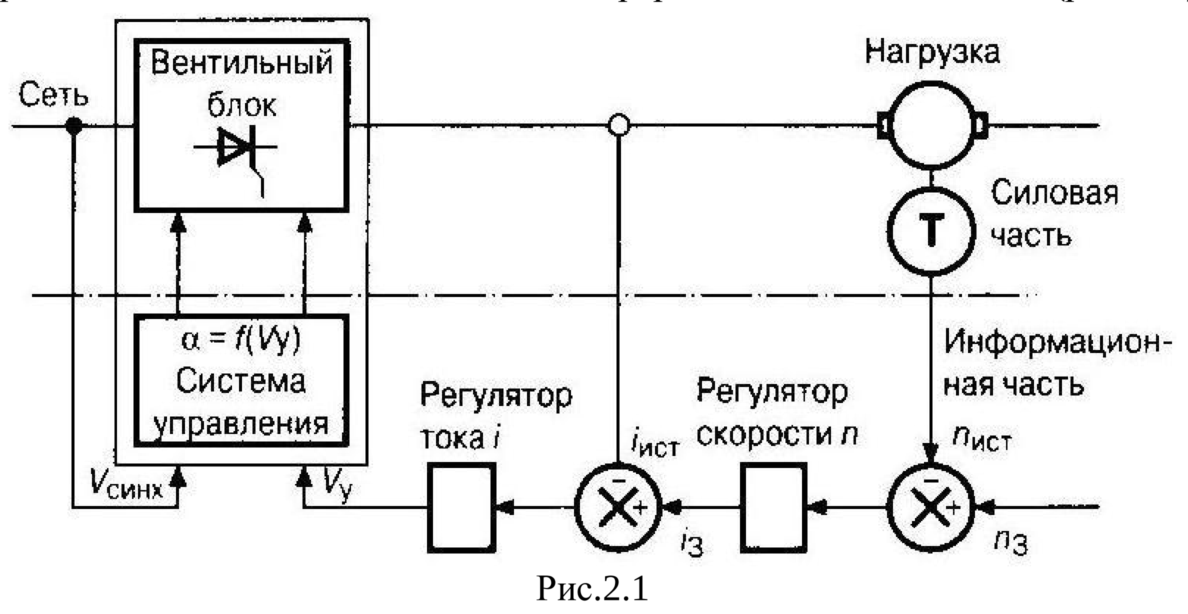


Рис.2.1

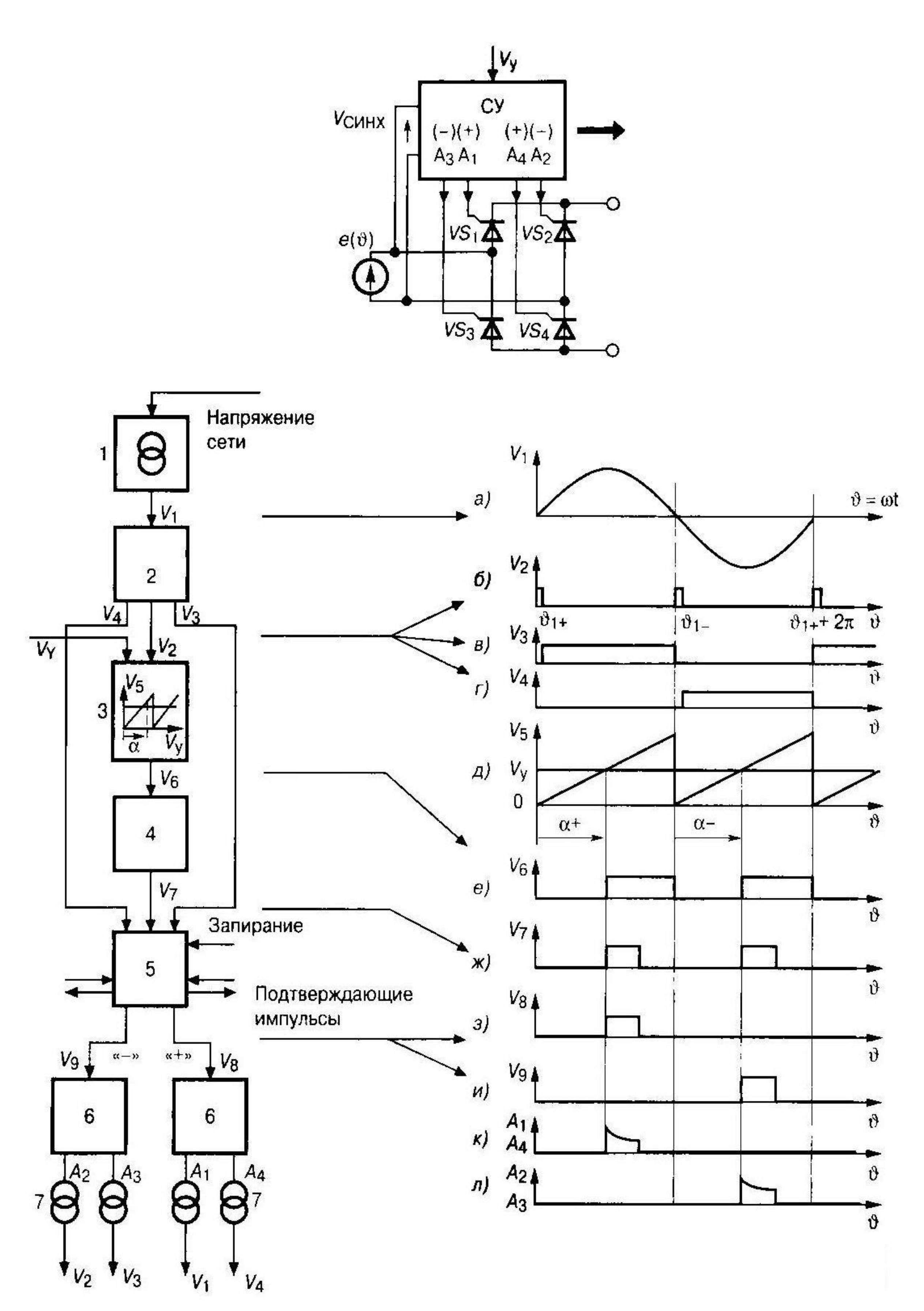
Силовая часть, выполненная на управляемых ключах, обеспечивает передачу и преобразование энергии от источника питания к нагрузке [5].

Задача управляющей части — управление потоком энергии, а также сбор и обработка информации о состоянии и функционировании всей системы преобразователя и диагностика ее неисправностей. Система управления предназначена для выработки импульсов управления силовыми ключами. Функционально она представляет собой отдельный, самостоятельный блок. В схемотехническом и конструктивном исполнении система управления является частью общей информационной системы. Характеристики системы управления определяются схемой и режимом работы преобразователя. В ведомых сетью преобразователях с естественной коммутацией силовых ключей (управляемые выпрямители, ведомые инверторы, реверсивные преобразователи, преобразователи частоты с непосредственной связью) системы управления строятся на основе регулирования фазы управляющих импульсов (импульсно-фазовое управление). Суть метода управления в изменении момента подачи отпирающих импульсов ключа по отношению к синусоидальной кривой напряжения сети (изменение угла управления α) (рис. 2.2).

Блоки системы управления выполняют следующие задачи:

1 — формирование неискаженного синусоидального напряжения при потенциальной развязке с сетью;

2 — получение последовательности синхронизирующих импульсов с частотой кратной частоте сети;



Vy
СУ
Vсинх
(–)(+)
(+)(–)
A3 A1
A4 A2
e(ϑ)
VS1
VS2
VS3
VS4
Напряжение
сети
1
V1
2
V4
V3
VY
V2
V5
3
α
Vy
V6
4
V7
Запирание
5
Подтверждающие
импульсы
V9
«–»
«+»
V8
6
6
A2
A3
A1
A4
7
7
V2
V3
V1
V4
а)
б)
в)
г)
д)
е)
ж)
з)
и)
к)
л)
ϑ = ωt
ϑ1+
ϑ1–
ϑ1+ + 2π
ϑ
Vy
0
α+
α–

Рис.2.2

3 — формирование угла управления а, отсчитываемого от начала полупериода напряжения сети и определяемого управляющим сигналом Vy;
4 — формирование длительности управляющих импульсов;
5 — распределение задержанных импульсов по каналам управления;
6 — усиление импульсов управления и формирование форсирующего фронта отпирания;
7 — передача импульсов на управляющие электроды, потенциальная развязка и защита от помех.

Системы управления автономными инверторами требуют модификации алгоритма переключения вентилей. Например, в автономных инверторах напряжения используют различные длительности открытого состояния ключа при широтно-импульсном способе формирования и регулирования выходного напряжения (рис. 2.3).

Система управления импульсными преобразователями постоянного напряжения использует широтно-импульсный метод регулирования, изменяющий длительность управляющих импульсов при неизменной частоте их следования, а также частотно-импульсный метод, соответственно изменяющий частоту следования импульсов при постоянной длительности. Распространение получили системы управления, содержащие широтно-импульсный модулятор, управляющий работой регулирующего ключа (рис. 2.4). Для стабилизации выходного напряжения в системах управления импульсными преобразователями создают замкнутый контур регулирования по отклонению выходного напряжения от заданного опорного уровня.

Отличием систем управления автономными инверторами является замена блока синхронизации генератором тактовых импульсов, который определяет частоту выходного напряжения или тока.

Развитие систем управления характеризуется повышением степени интеграции элементов. Микроконтроллеры, обеспечивают переход от жестких алгоритмов управления к более гибким, максимально учитывающим специфику работы ключа и схемы.

Микроконтроллер, управляет логикой переключения вентилей силовой части, получая сигналы обратных связей по токам и напряжениям, и обеспечивает интерфейсные функции для связи с оператором и другими технологическими объектами.

Микроконтроллер управления электродвигателями включает необходимое число программируемых ШИМ-генераторов, которые, получая от процессора информацию о требуемой частоте и скважности, самостоятельно осуществляют согласованное управление силовыми ключами инвертора. Модуль ШИМ выполняет согласования ШИМ-сигналов и управление их полярностью, вставку программируемого так называемого «мертвого времени» для управления верхним и нижним ключами мостовой схемы, а также компенсацию влияния данного времени на искажение выходного напряжения (рис. 2.5).

Мощности выходных сигналов схем управления недостаточно для надежной работы силовых ключей, поэтому используют выходные усилители, называемые также оконечными каскадами. Данные схемы обеспечивают уровни сигналов управления, при которых потери мощности в выключенном или открытом состоянии ключа, а также в динамических режимах переключения были минимальны. Дополнительной функцией выходных усилителей является защита силового ключа. Это осуществляется путем контроля за электрическими параметрами ключа и его выключения подачей запирающего сигнала через оконечный усилитель. Выходной усилитель обеспечивает также потенциальную развязку между силовой и информационной частью преобразователя.

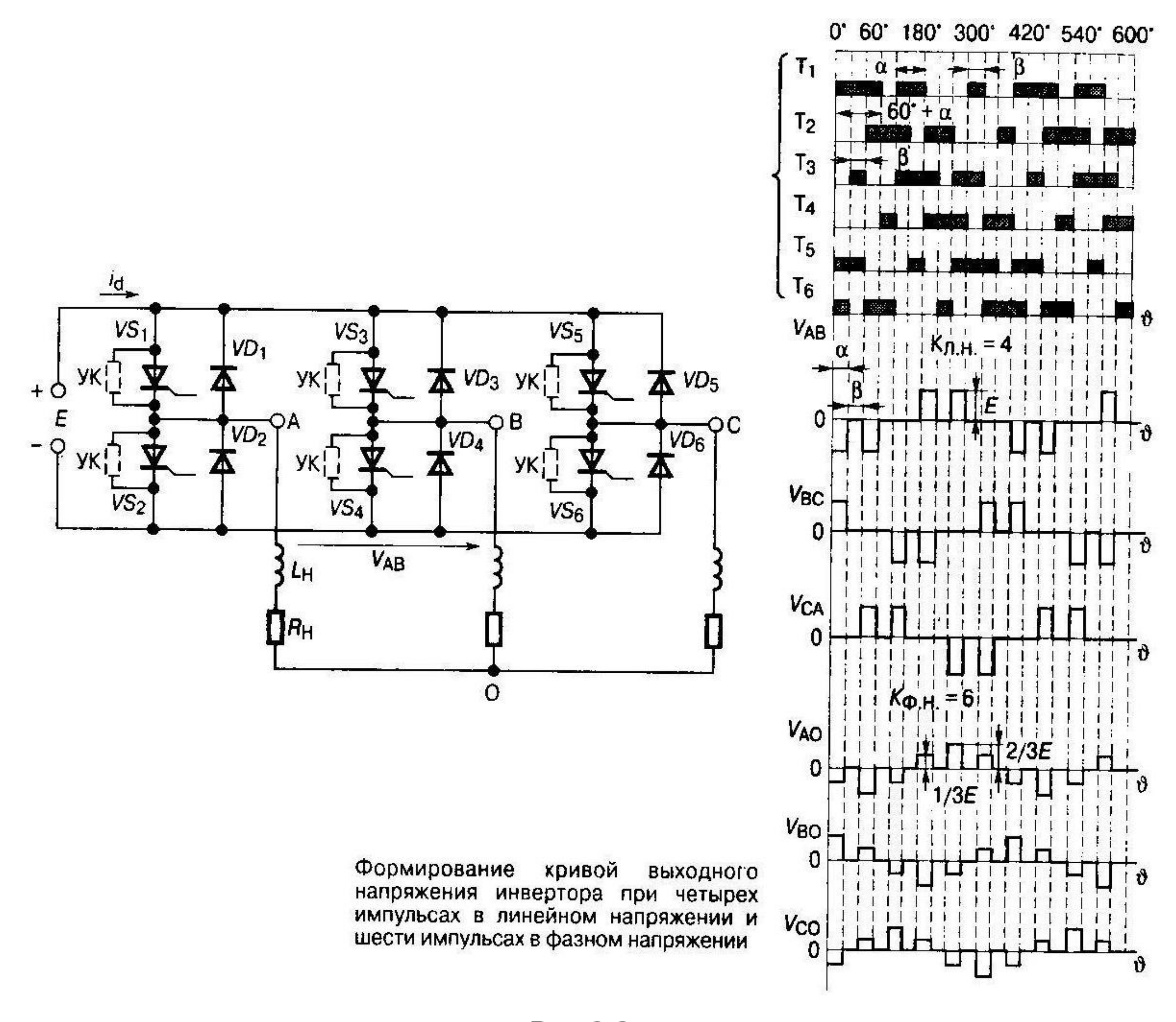
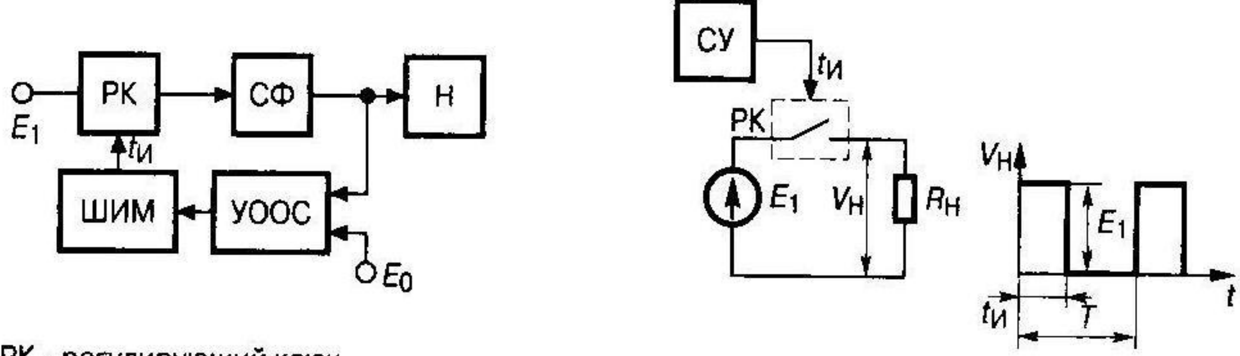


Рис.2.3

Для управления мощными ключами разрабатываются интегральные схемы выходных усилителей, называемые драйверами (driver).



РК - регулирующий ключ
СФ - схема фильтра
Н - нагрузка
УООС- узел отрицательной обратной связи
E_0 - опорный сигнал

Рис.2.4

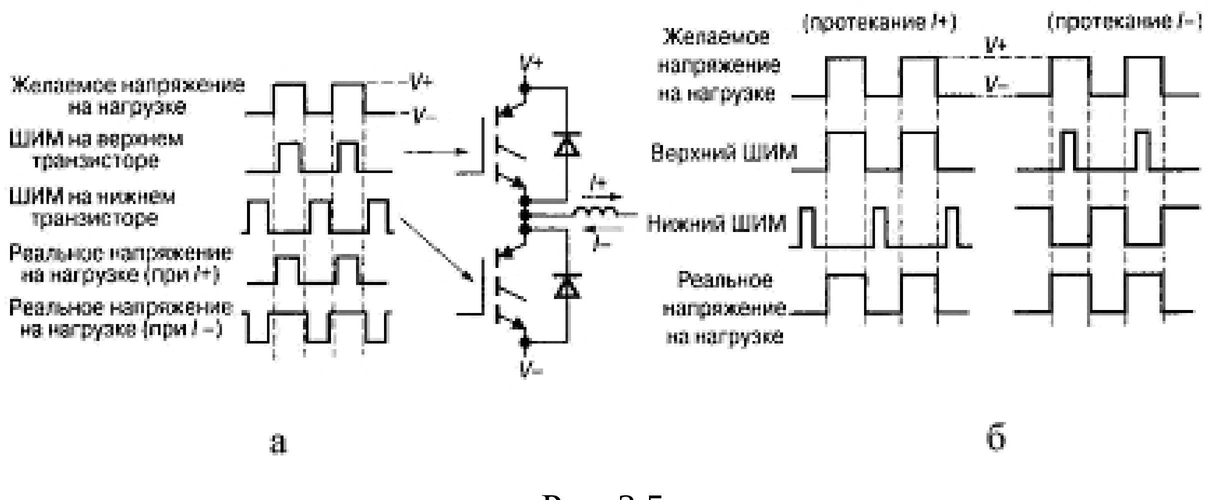


Рис. 2.5

2.2. Основные типы формирователей импульсов управления

Часть системы управления преобразователем, которая формирует логику входных сигналов силовых ключей, а затем их усиливает до требуемых уровней тока и напряжения, называется формирователем импульсов управления (ФИУ). В ФИУ различают информационно-логическую часть (ИЛЧ) и усилитель управляющих импульсов (УИ). Источником помех для системы управления является силовая часть преобразователя и усилительный блок ФИУ. Что, создает проблемы в надежности функционирования системы управления и может явиться причиной отказов в ее работе. Мостовая схема, в которой блок управления имеет непосредственную связь с силовой шиной преобразователя (рис.2.6).

При отпирании нижнего ключа (1) на шине силового тока наводится напряжение помехи Ldi/dt, обусловленное паразитной индуктивностью. При

этом потенциалы указанных на схеме точек изменяются: фа >фв >фс. Это вызывает следующие проблемы:

1. Так как фа > фв, включение ключа (1) будет происходить с большей задержкой.
2. Так как фс < фв, входное напряжение на закрытом ключе (2) возрастает;
3. Так как фа > фс по общей шине системы управления протекает паразитный ток обратной связи, который увеличивается с ростом силового тока и паразитной индуктивности. Это приводит к сбоям в системе управления (в ИЛЧ).

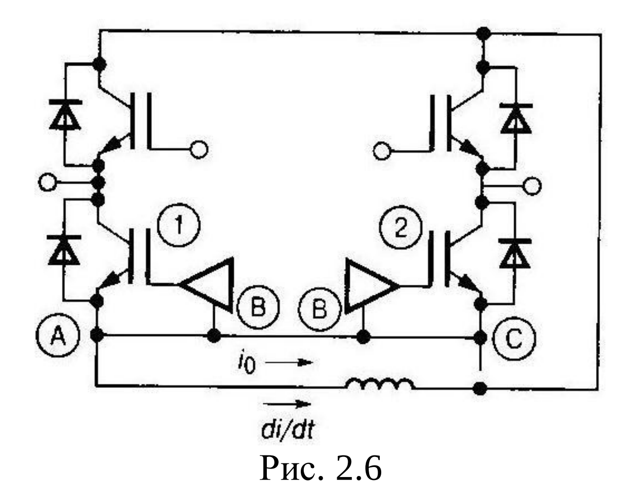


Рис. 2.6

Поэтому в мощных преобразователях осуществляют потенциальную развязку между силовой и управляющей частью. Дополнительной причиной разделения силовых и управляющих цепей является “проблема управления ключами верхнего уровня”, которые не имеют непосредственной связи с общей шиной силовой схемы.

По принципу построения потенциальной развязки ФИУ делятся: (рис. 2.7):

1. ФИУ, использующие передачу импульса управления за счет трансформатора. ФИУ первой группы делятся на схемы, использующие трансформатор напряжения или тока.
2. ФИУ, использующие раздельную передачу энергии и информационного сигнала, определяющего длительность и фазу импульса.

Он классифицируются по типу потенциальной развязки информационной составляющей и способу передачи энергии к схеме усилителя.

Развязка в информационном канале осуществляется либо при помощи высокочастотного трансформатора, либо с использованием оптронов. При высоких напряжениях преобразователя вместо оптронов используют оптоволоконные системы передачи сигналов. Энергия к схеме усилителя подводится либо от питающей сети с помощью низкочастотного трансформатора, либо от изолированного источника постоянного тока, либо схема изолированного источника питания использует энергию из выходной цепи силового ключа (рис. 2.8).

Драйверы для мощных ключей представляют ФИУ с разделением функций импульсов управления и информации по мощности. Драйверы изготавливаются для отдельных ключей и для схем мостовой конфигурации для раздельного управления ключами верхнего и нижнего уровня. Драйверы бывают со встроенными схемами оптронной и высокочастотной трансформаторной изоляции цепей или внешним подключением схем развязки.

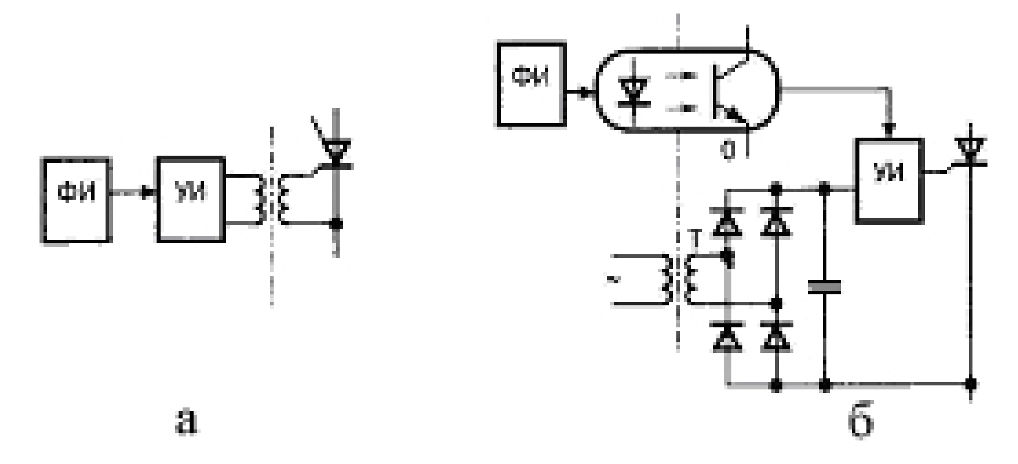
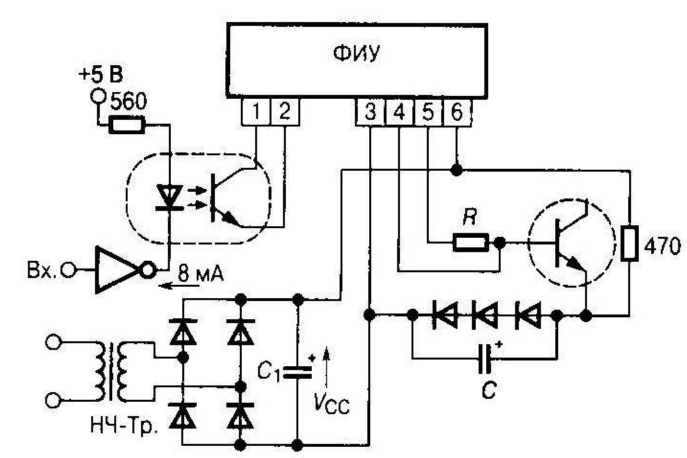
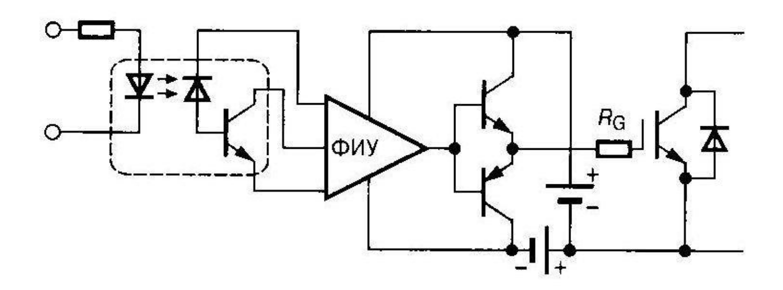


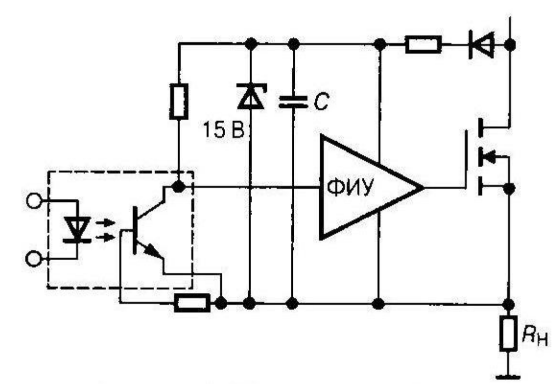
Рис. 2.7



Питание ФИУ от НЧ трансформатора



Питание ФИУ от изолированных источников



Питание ФИУ от выходной цепи силового ключа

Рис. 2.8

2.3. Формирователи импульсов управления с совместной передачей энергии и формы управляющего сигнала

2.3.1. Трансформаторные ФИУ биполярных транзисторов

По методу управления различают два режима: постоянный ток управления (ток базы) при изменении тока нагрузки и пропорциональное изменение тока управления с изменением тока нагрузки [3,5]. Импульсный трансформатор используется как трансформатор напряжения или как трансформатор тока (рис. 2.9). Пропорциональное управление более выгодно, поскольку при постоянном токе управления расходуется избыточная мощность.

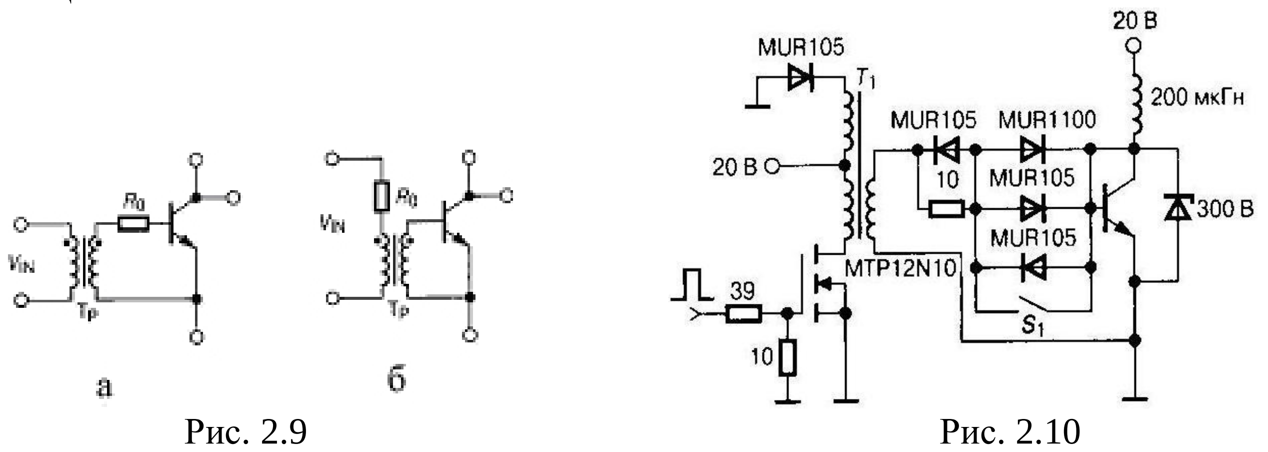


Рис. 2.9 Рис. 2.10

Практическая схема трансформаторного ФИУ для ключевого высоковольтного транзистора на рис. 2.10.

На рис. 2.11 представлена схема преобразователя для питания галогеновой лампы напряжением 12 В. Используется автогенераторное управление на основе импульсного трансформатора с насыщающимся сердечником. Входной ток транзисторов задается пропорциональным току нагрузки, поскольку импульсный трансформатор используется в режиме трансформатора тока. R2 и R3, включенные последовательно с входной цепью силового транзистора, имеют небольшую величину и служат для выравнивания разброса входных дифференциальных сопротивлений. Первичная обмотка импульсного трансформатора выполнена в виде одного витка. Количество витков вторичной обмотки определяется коэффициентом передачи тока силового транзистора. Рабочая частота переключения определяется параметрами импульсного трансформатора и материалом магнитного сердечника, устанавливается в диапазоне 25...50 кГц.

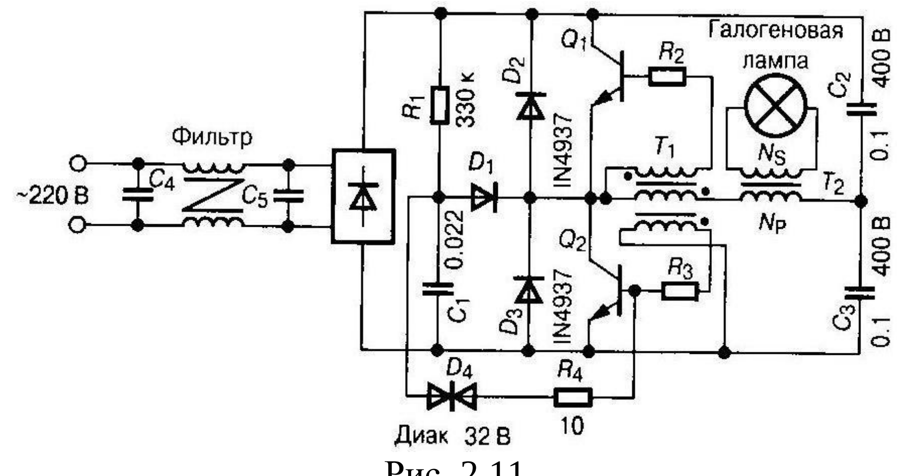


Рис. 2.11

Обычные схемы коммутации обладают недостатком — увеличенным фронтом спада силового тока, что вызывает значительные динамические потери. Одним из способов снижения мощности потерь является предварительный вывод силового транзистора из режима глубокого насыщения с последующим форсированным запиранием за счет размыкания цепи эмиттера. Этот принцип управления реализуется с применением индуктивной коммутации эмиттера на основе импульсного трансформатора тока (рис. 2.12). При включении силового транзистора импульсом эмиттерного тока начинает увеличиваться ток в катушке индуктивности намагничивания импульсного трансформатора под действием приложенного к ее обмоткам напряжения.

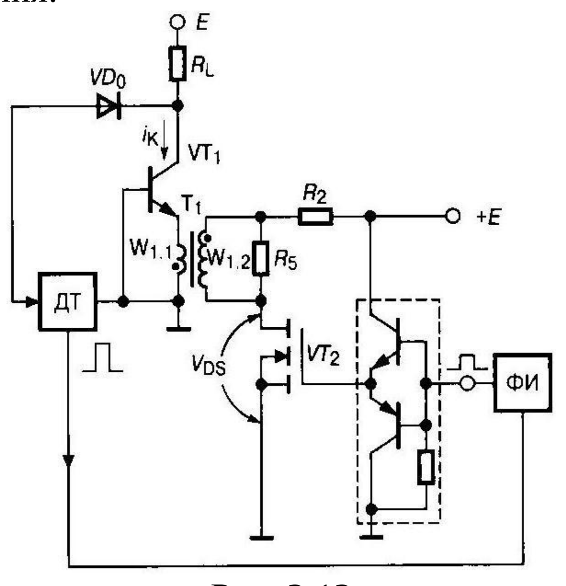


Рис. 2.12

В результате суммарный ток в эмиттерной цепи постепенно уменьшается. В некоторый момент времени, управляющий ток снижается до нулевого значения, и силовой транзистор плавно выходит из насыщения. При возрастании напряжения на коллекторе выше некоторого значения происходит (по сигналу датчика) отключение первичной обмотки трансформатора от источника питания.

При этом ток намагничивания продолжает протекать встречно эмиттерной цепи силового транзистора, вызывая его форсированное выключение. Диаграммы переходных процессов в транзисторном ключе показаны на рис. 2.13.

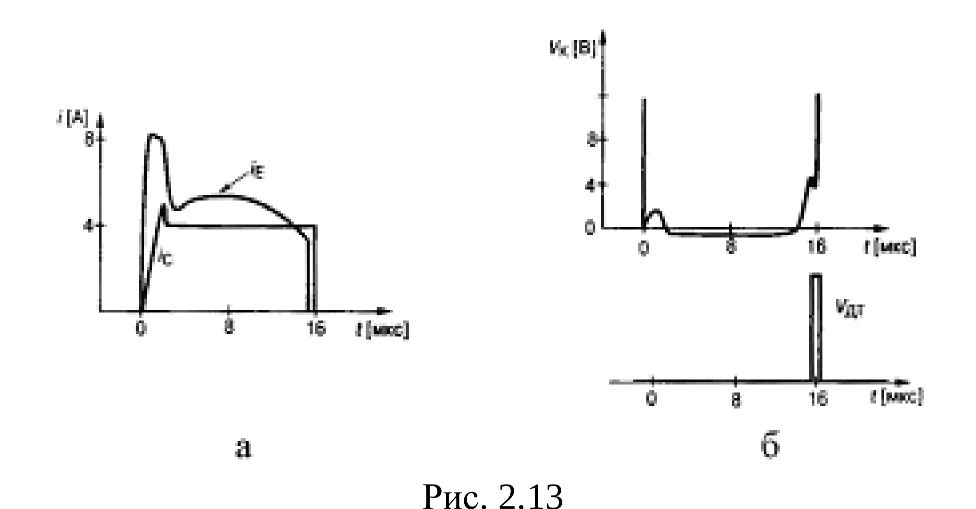


Рис. 2.13

2.3.2. Трансформаторные ФИУ для ключей с изолированным затвором

В ключевых приборах с изолированным затвором (МДП-транзисторы, IGBT, МСТ) потери во входной цепи минимальны. Поэтому импульсные трансформаторы применяются в высокочастотных схемах мостовой конфигурации или в схемах с заземленной нагрузкой [3]. Схема подключения трансформаторного ФИУ представлена на рис. 2.14.

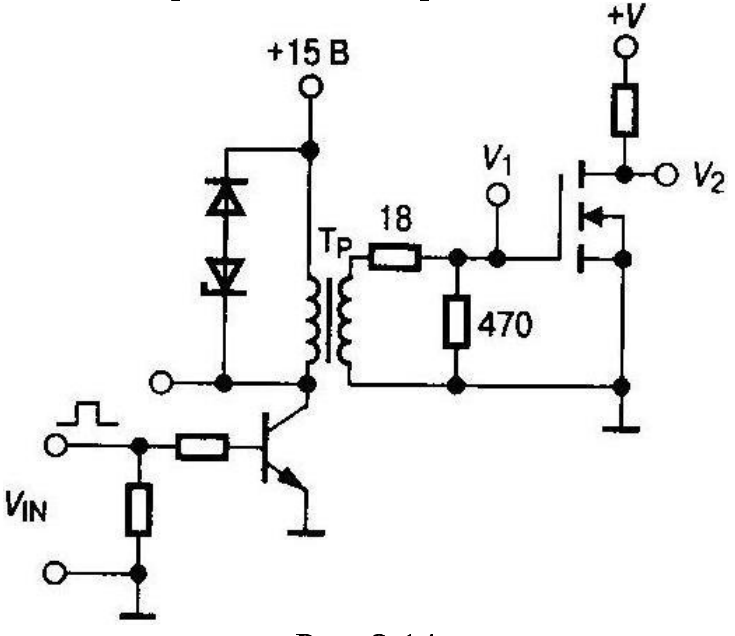


Рис. 2.14

Основными проблемами применения трансформаторных ФИУ для ключей с изолированным затвором являются:

1. Зависимость амплитуды импульса управления от скважности.

При использовании импульсного трансформатора площади положительной и отрицательной части сигнала (рис. 2.15) При открытом и закрытом ключе равны друг другу. При увеличении длительности прямого сигнала происходит уменьшение его амплитуды. Увеличение скважности более чем на 30% приводит к снижению амплитуды напряжения управления с 15 В до 12 В, что является пределом для ключей с изолированным затвором. Расширить диапазон скважности за счет увеличения напряжения питания ФИУ ограничены амплитудой 20 В максимально допустимой для изолированных затворов.



Рис. 2.15

2. Ограничение максимальной и минимальной длительности передаваемого сигнала.

Возможность магнитного насыщения сердечника трансформатора ограничивает максимальную длительность передаваемого сигнала (не более 100...200 мкс). При очень коротких импульсах (единицы микросекунд) ограничивается скорость нарастания тока в силовом ключе, ухудшается динамика выключения из-за недостаточной энергии, запасенной в обмотках трансформатора.

3. Зависимость стабильности времени выключения от длительности прямого сигнала. Эта проблема также связана с изменением мощности запирающего сигнала от длительности открытого состояния ключа.

Решение перечисленных проблем осуществляется схемотехническими способами. Снижение тока намагничивания от длительности прямого импульса обеспечивается включением в первичную обмотку трансформатора разделительного конденсатора, выполняющего также функцию дополнительного источника питания при запирании ключа (рис. 2.16).

На рис. 2.17 представлена схема трансформаторного ФИУ, обеспечивающая управление в диапазоне скважности от 1 до 99%. Заряд входной емкости силового ключа обеспечивается в данной схеме через внутренний диод дополнительного транзистора.

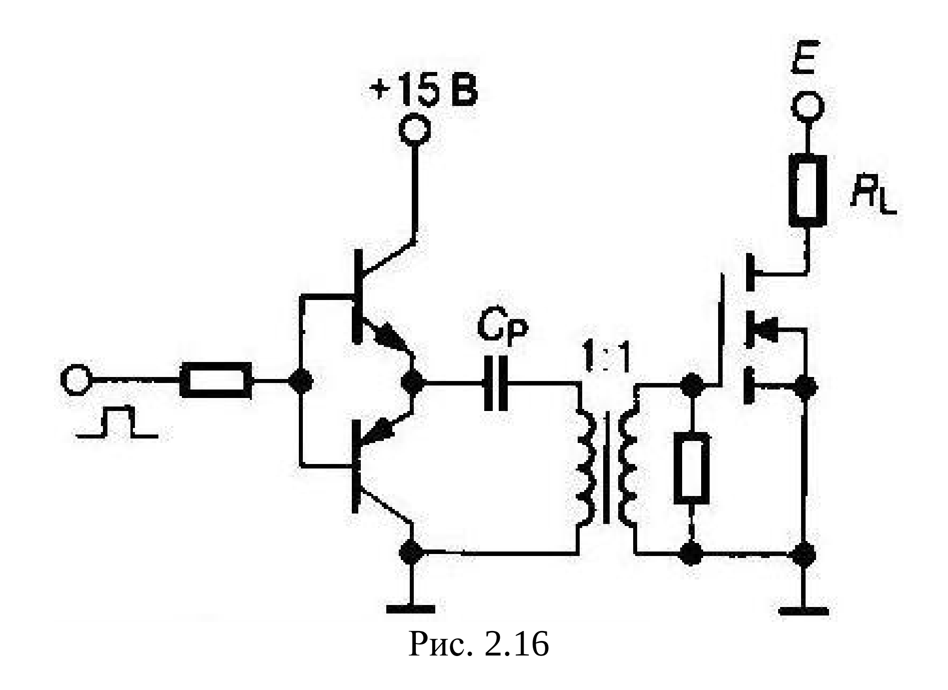
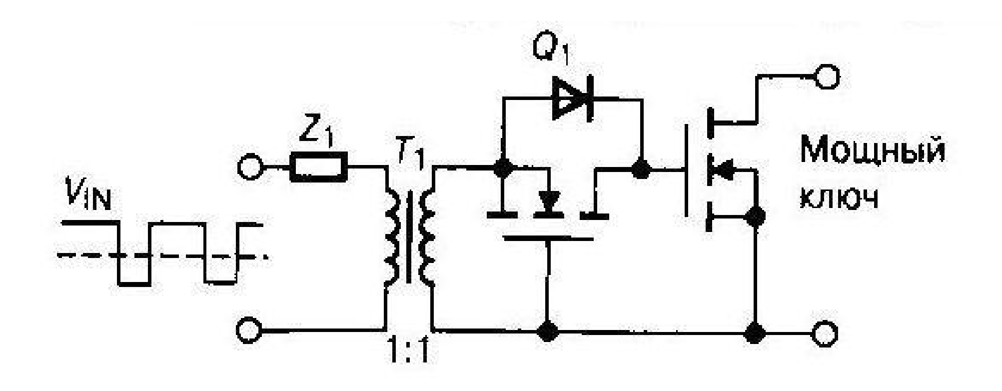


Рис. 2.16

Импульсный трансформатор может работать в режиме насыщения, поскольку контур разряда входной емкости при закрытом дополнительном транзисторе отсутствует. При переключении сигнала в первичной обмотке дополнительный ключ отпирается, обеспечивая разряд входной емкости и выключение силового ключа. Дополнительный ключ, отпираемый за счет энергии обратного выброса, обеспечивает в схеме на рис. 2.18 постоянство времени выключения силового транзистора даже при значительном изменении ширины прямого импульса управления. Импульсный трансформатор эффективно используется в схеме управления трехфазным мостовым инвертором для двигателя переменного тока (рис. 2.19).

Пакеты управляющих импульсов частотой 3 МГц выделяются на выходе логической схемы «И» и через эмиттерный повторитель и разделительный конденсатор поступают на первичную обмотку импульсного трансформатора. Пакет представляет собой результат логического перемножения сигнала несущей частоты 3 МГц и ШИМ-сигнала частотой ~ 12...20 кГц, генерируемых с помощью микроконтроллера, управляющего работой преобразователя. Далее управляющий пакет выпрямляется на вторичной стороне ФИУ и используется для управления силовым ключом. Для надежного запирания ключа используется дополнительный p-n-p-транзистор, аналогично рассмотренной схеме на рис. 2.18. Осциллограммы импульса управления показаны на рис. 2.20.



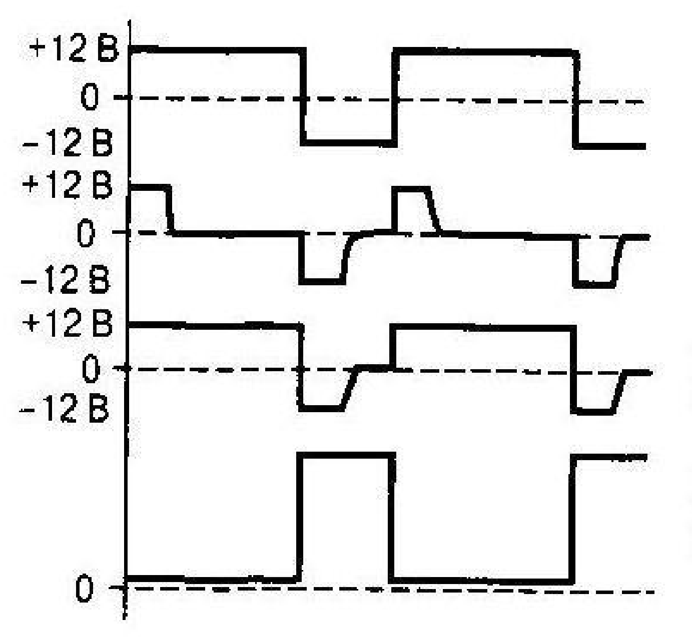


Рис. 2.17

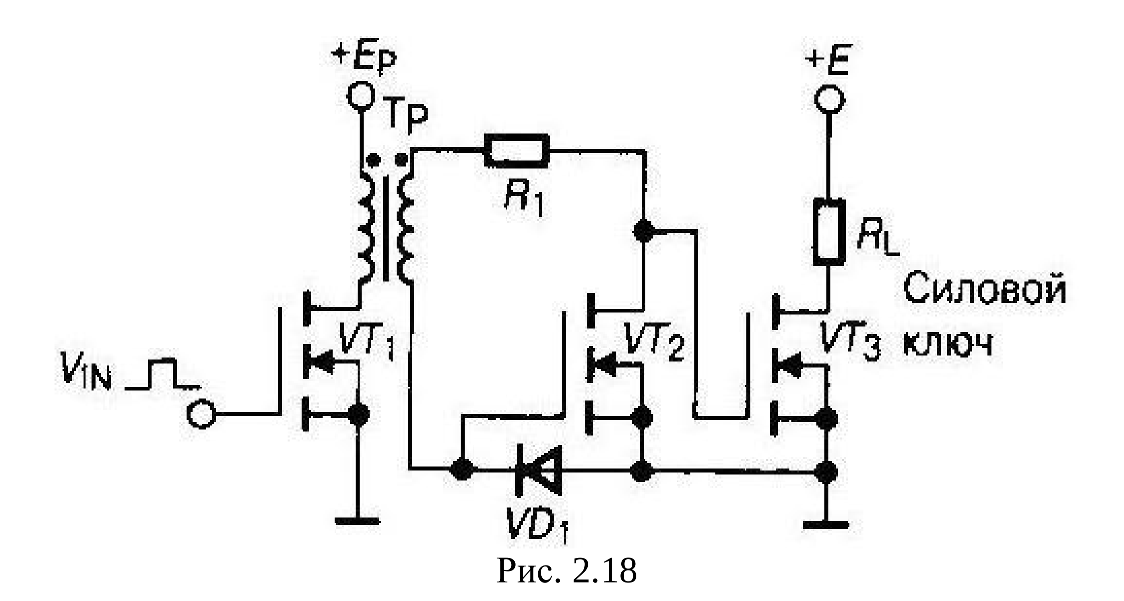


Рис. 2.18

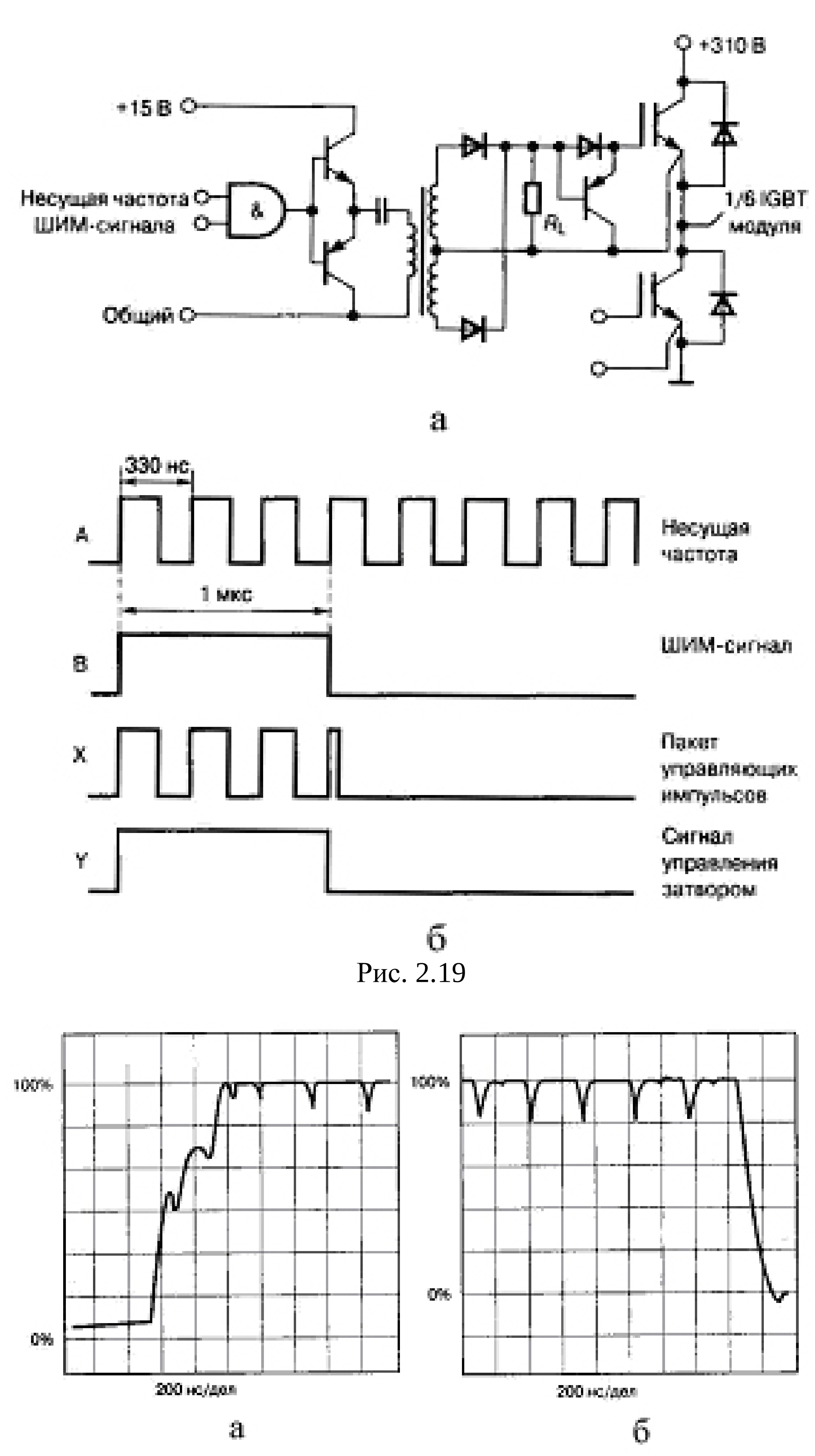


Рис. 2.19

Рис. 2.20

Высокая частота передаваемого пакета, а также низкая мощность, потребляемая во входной цепи ключей с изолированным затвором, позволяют использовать импульсный трансформатор очень малых размеров. В приведенной схеме управления, используется тороидальный сердечник с площадью поверхности 3 см^2, весом 1 г.

2.3.3. Трансформаторные ФИУ тиристоров

Трансформаторные ФИУ применяются в схемах управления однооперационными тиристорами [3]. Требования, предъявляемые к подобным схемам, обусловлены особенностями переключения структуры тиристора, параметрами цепи управления и нагрузкой преобразователя. Перечислим главные:

1. Для исключения локального перегрева структуры необходимо обеспечить минимально гарантированную начальную площадь включения тиристора. Это достигается подачей импульса управления с крутым фронтом нарастания тока (0.1...0.3 мкс) и минимально необходимой амплитудой, которая определяется типом тиристора (0.5...5 А).
2. Для гарантированного отпирания тиристора необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления (tp ~10 мкс).
3. В схемах с большой индуктивной нагрузкой, а также в выпрямительных устройствах, работающих на противонаправленных Э.Д.С., необходимо поддерживать на управляющем электроде тиристора длительные сигналы управления (до 1 мс) для обеспечения гарантированного включения.
4. Рабочая точка нагрузки управляющего электрода должна находиться в зоне оптимального управления (справочные данные) (рис. 2.21). Параметры управляющего сигнала, I_G= 1 ...5 А и V_G = 5...20 В.
5. Характеристики трансформатора должны обеспечивать изоляцию между цепями управления и силовой частью (напряжение изоляции > 2.5 кВ).
6. ФИУ должен обеспечивать помехоустойчивость тиристорных схем.

Построение схемы ФИУ начинают с выбора импульсного трансформатора, (пункты 1, 2, 5).

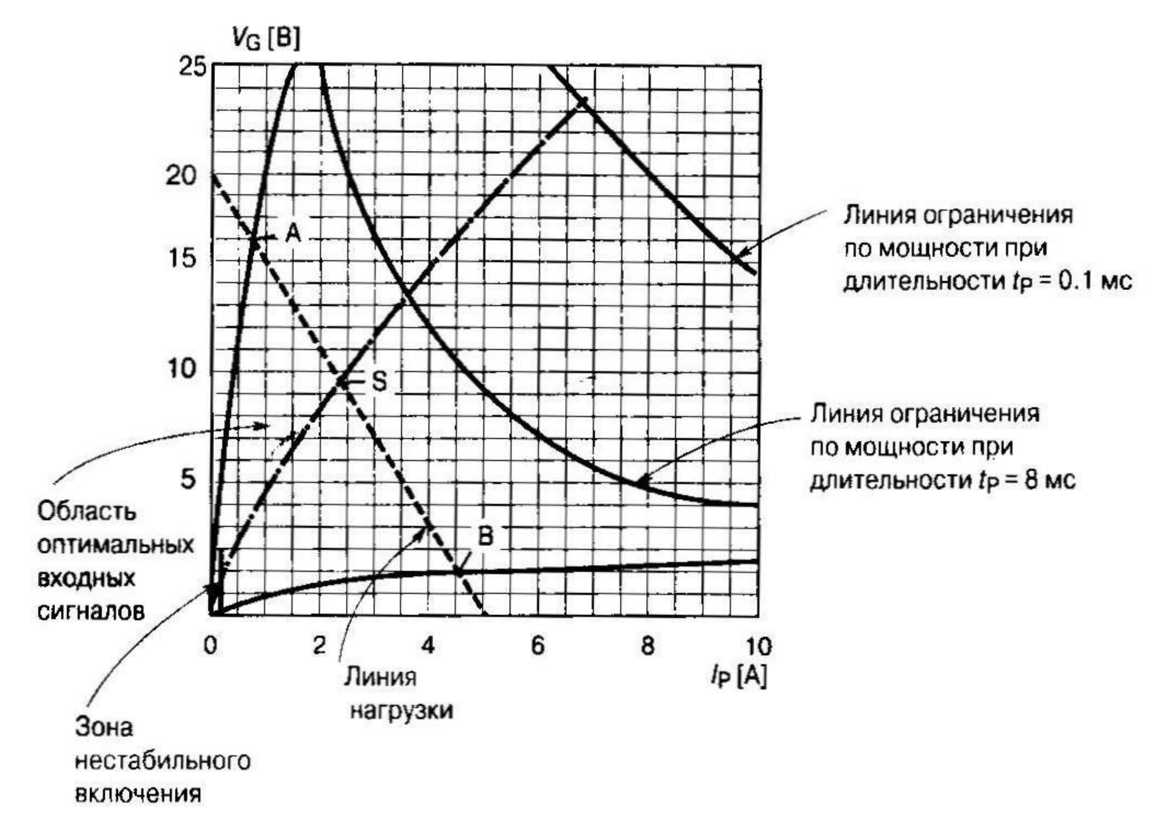


Рис. 2.21

Компания «Semikron» предлагает импульсные трансформаторы серии SKPT с параметрами: — напряжение изоляции 2.5...4 кВ;

— выходное напряжение 5... 15 В;

— импульсный выходной ток 0.1...1 А;

— время нарастания фронта тока 0.3...5 мкс;

— ширина импульса на выходе 2.5...4 кВ;

— частота переключения 5... 10 кГц;

— вольт-секундный показатель 330...350 В-мкс.

Типовая схема трансформаторного ФИУ с ограничивающим резистором в первичной обмотке представлена на рис. 2.22.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора определяется входной характеристикой цепи управления и прямым падением напряжения на открытом диоде. Для заданной длительности импульса управления нельзя превышать вольт-секундный показатель импульсного трансформатора.
Влияние индуктивности намагничивания проявляется в уменьшении амплитуды импульса управления с течением времени. На рис. 2.23 представлены осциллограммы тока и напряжения в первичной и выходной обмотке трансформатора.

В схемах с большой индуктивностью в цепи нагрузки рекомендуется использовать пакетный режим передачи импульсов, что позволяет увеличивать длительность импульса управления без насыщения трансформатора (рис. 2.24). Диод, включенный последовательно с входной цепью тиристора, поднимает порог отпирания ключа на величину напряжения смещения, что повышает помехоустойчивость схемы.

Дополнительные меры по защите от помех и наводок: (рис.2.25):

1. Параллельно входной цепи тиристора подключают RC-цепь, шунтирующую высокочастотные помехи.
2. Подключение к входной цепи осуществляют витыми парами и экранированными проводами.
3. Исключают использование общих линий связи между силовым выводом катода тиристора и выводом цепи управления.
4. Используют экранирующую изоляцию между обмотками трансформатора, что увеличивает индуктивность рассеяния.

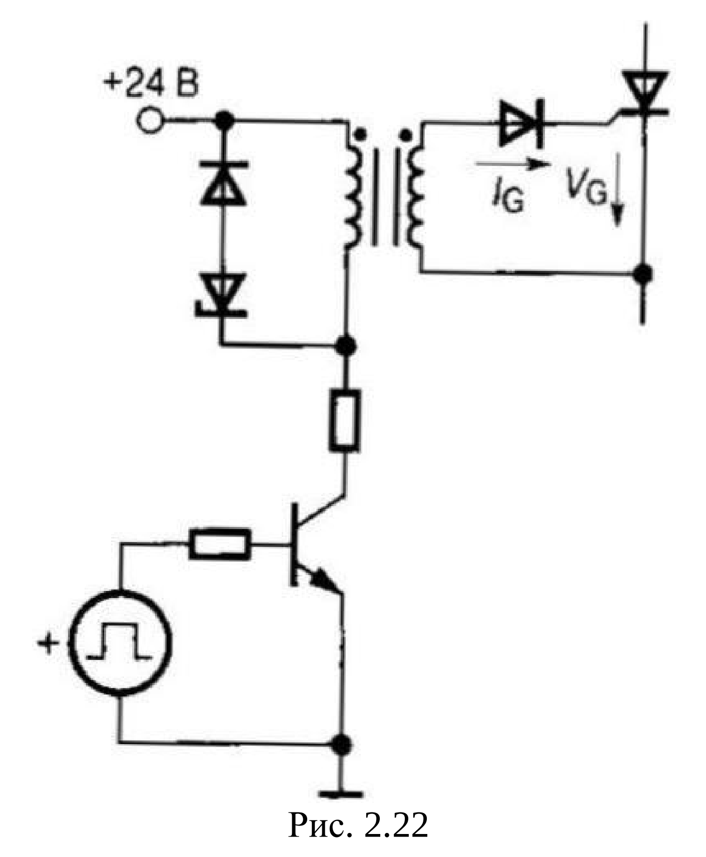


Рис. 2.22

Используется последовательное или параллельное соединение тиристорных ключей, при этом применяется общий трансформатор с несколькими вторичными обмотками для управления группой тиристоров. Наиболее приемлемо параллельное соединение отдельных трансформаторов. При последовательном соединении тиристоров, т.е. при высоких анодных напряжениях, применение общего трансформатора невыгодно, так как при этом требование к напряжению изоляции определяется максимальным анодным напряжением всей группы последовательных ключей. С увеличением напряжения изоляции растет индуктивность рассеяния, что не позволяет обеспечить необходимый фронт импульса управления.

Поэтому на повышенных анодных напряжениях (более 6...10 кВ) применяется последовательное и каскадное соединение отдельных импульсных трансформаторов (рис. 2.26).

Последовательное соединение трансформаторов позволяет получить на всех ключах одинаковую форму тока управления.

Рис. 2.23

Рис. 2.24

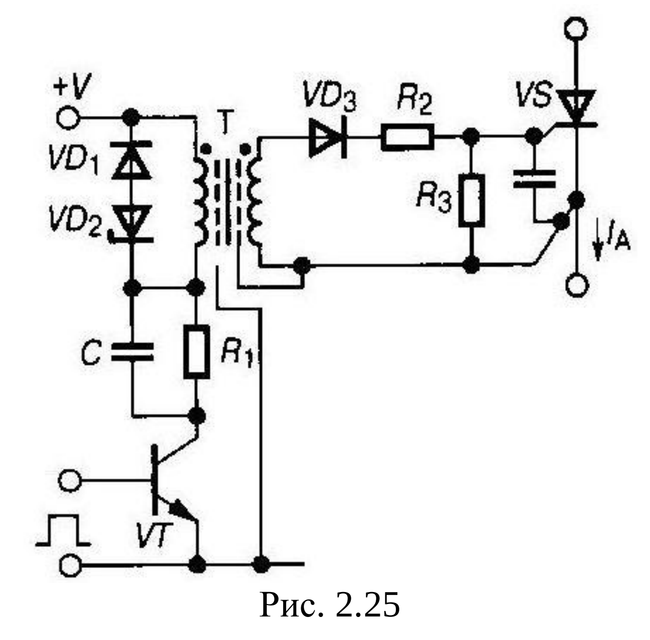


Рис. 2.25

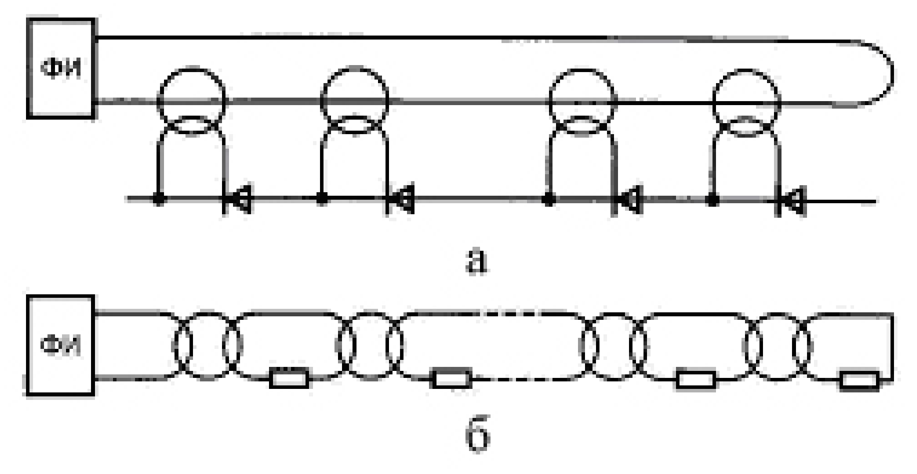


Рис. 2.26

Однако изоляция общего кабеля рассчитывается на максимальное напряжение, что увеличивает емкость связи между обмотками. В каскадном соединении трансформаторов паразитные емкости связи включаются последовательно, что обеспечивает повышение помехозащищенности ФИУ. Кроме этого, напряжение изоляции может выбираться в N раз меньше максимального анодного напряжения (где N – число последовательных ключей).

2.4. Формирователи импульсов управления с раздельной передачей питания и информационного сигнала

Основные варианты данных ФИУ были уже представлены в разделе 2.2. (см. рис. 2.8).

При рассмотрении структуры формирователей можно выделить три основные части:

1. Схема потенциальной развязки информационного канала.
2. Схема усилителя импульсов управления.
3. Схема обеспечения усилителя питанием.

Рассмотрим практические схемы.

2.4.1. Потенциальная развязка информационного сигнала

Развязка осуществляется с помощью оптронов диодного или транзисторного типа. Преимуществом оптронов перед схемами развязки на основе импульсных трансформаторов является возможность передачи непрерывных сигналов информации и помехозащищенность оптического канала.

К недостаткам оптронной развязки относится температурная нестабильность параметров, низкий коэффициент передачи тока (у диодных оптронов), большую задержку передачи сигналов (у транзисторных оптронов).

Проблемы решаются за счет использования диодных оптронов с усилительным быстродействующим транзистором, при этом выходной ток

оптрона является управляющим. Выпускаются сборки, включающие диодный оптрон и интегральный усилитель (драйвер) (рис. 2.27).

Входной ток оптрона определяется характеристиками светодиода и составляет 10...20 мА в статическом режиме и около 100 мА в импульсном.

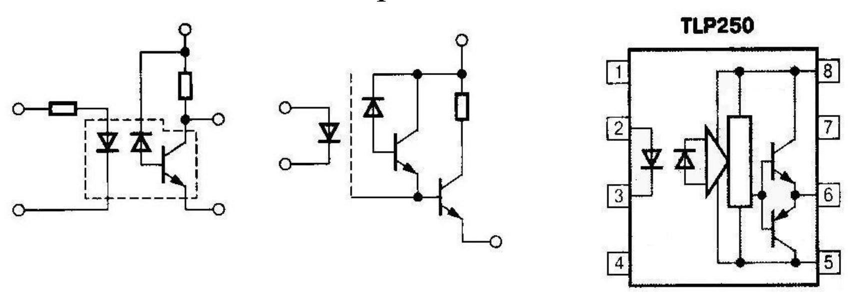


Рис. 2.27

Напряжение изоляции оптронов ~2500 В. На высокие напряжения используется оптопара из световодов. Отрезок световода представляет собой систему оптического канала, изготовленного на основе жесткого моноволокна с допустимым напряжением изоляции 20...50 кВ.

В системах с широким диапазоном изменения рабочих температур желательно использовать вместо оптронов импульсные трансформаторы, характеристики которых более стабильны.

Для исключения зависимости от длительности информационного сигнала используют режим пакетной передачи высокочастотных сигналов, при этом длительность пакета соответствует длительности импульса управления (рис. 2.28). Это требует дополнительного генератора высокой частоты (от сотен килогерц до единиц мегагерц).

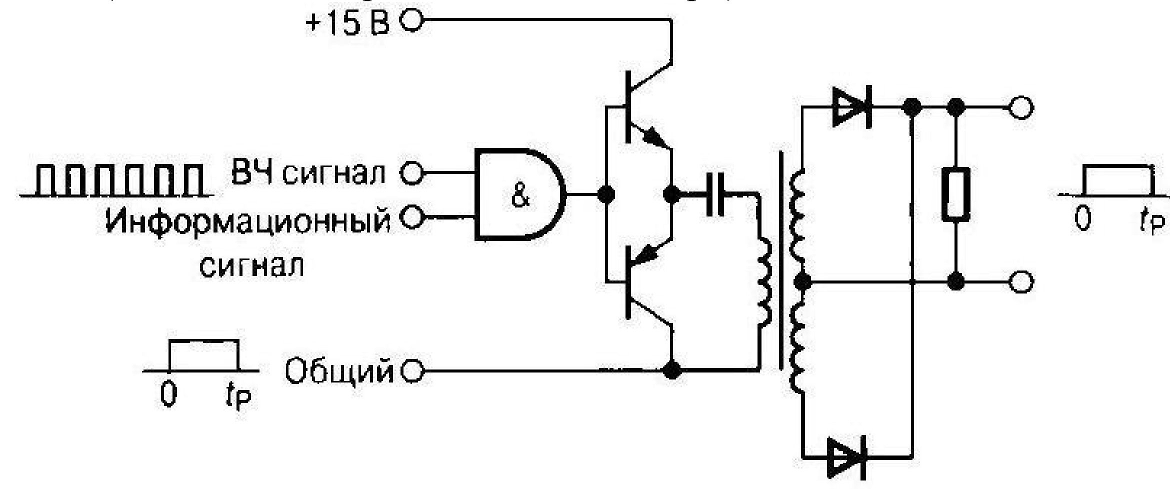


Рис. 2.28

2.4.2. Драйверы силовых транзисторов

Усилитель импульсов управления, который формирует выходные сигналы заданной мощности и формы, изготовленный в виде отдельной интегральной схемы, называется драйвером [3]. Структурно схему драйвера для силовых транзисторов показана на рис. 2.29. Схема содержит входной узел,

принимающий сигнал информационного канала, узел согласования, преобразующий информационный сигнал в сигнал управления необходимого уровня, и выходной узел, осуществляющий окончательное формирование импульса управления требуемой формы и мощности. Дополнительно на драйвер могут быть возложены функции защиты силового ключа от перегрузок или функция слежения за уровнем напряжения питания микросхемы.

В зависимости от применяемой развязки входной узел представляет собой либо фотоприемное устройство оптопары, либо логическую схему, с передающую информационный сигнал в узел высокочастотной трансформаторной системы разделения цепей. Узел согласования представляет собой один или несколько ключевых транзисторов, преобразующих потенциальный уровень информационного сигнала. Основные требования к схеме согласования — высокий коэффициент усиления по току и повышенное быстродействие. С этой целью используют схемы ненасыщенных ключей с высоким собственным коэффициентом передачи hFE, например, как это показано на рис. 2.30.

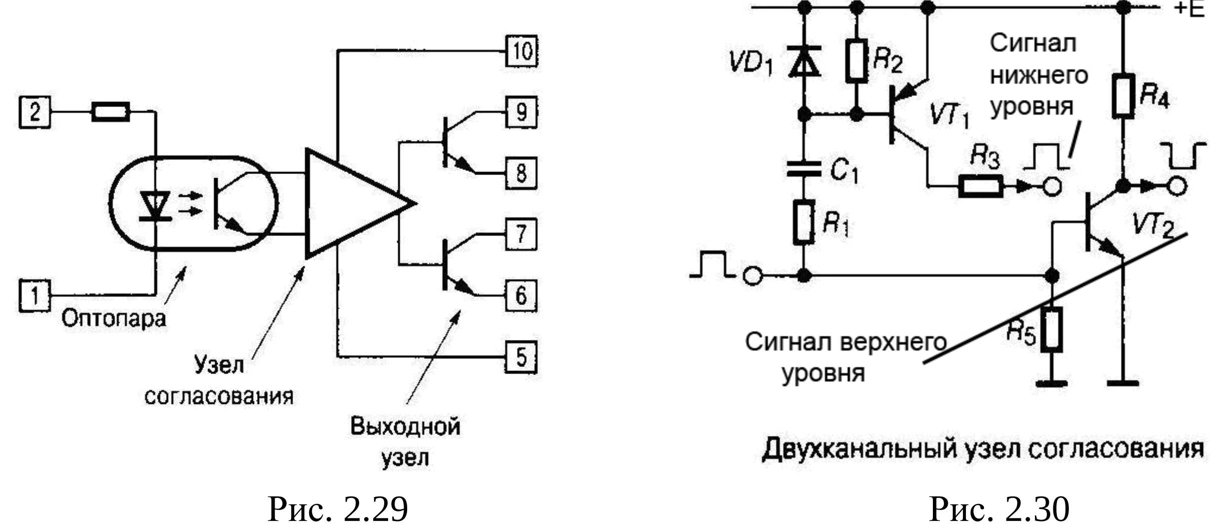
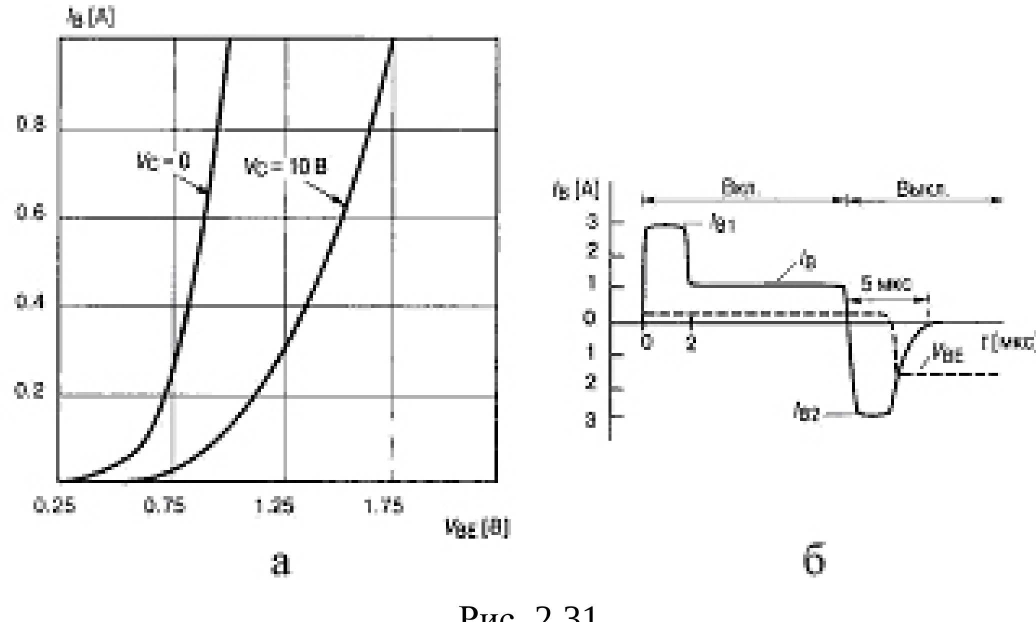


Рис. 2.29 Рис. 2.30

Построение выходного узла основывается на характеристике цепи управления силового ключа и зависимости временных параметров от режима управления.

Характеристика цепи управления биполярного транзистора представляет собой ВАХ прямосмещенного p-n-перехода (аналогично для биполярного индукционного транзистора), а теоретически оптимальная форма базового тока для улучшения динамических свойств ключа выглядит так, как это показано на рис. 2.32. Входную цепь ключевых транзисторов с изолированным затвором характеризует проходная ВАХ, а также зависимость заряда, накопленного в цепи затвора от входного напряжения (рис. 2.33).

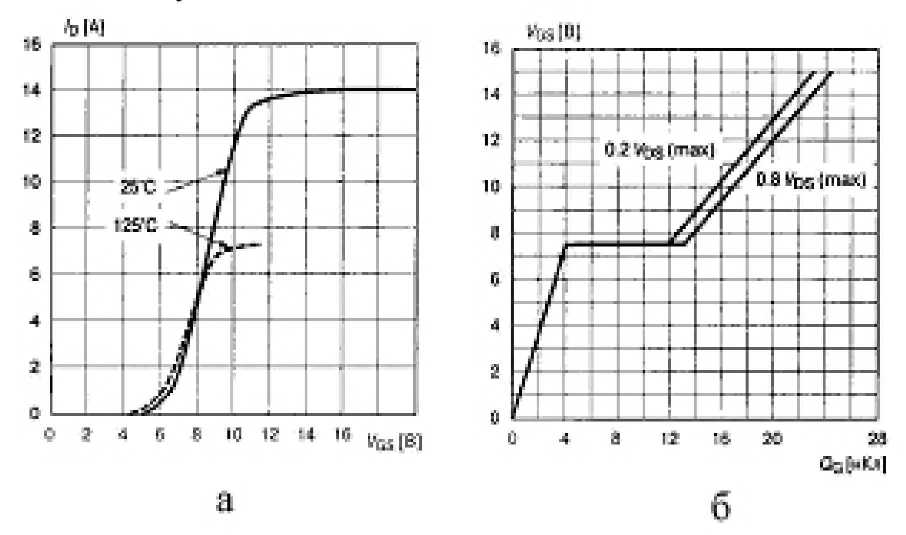


а б

Рис. 2.31

Основные требования к выходному узлу формирователя, для биполярного транзистора:

1. Биполярный транзистор — прибор, управляемый током. Таким образом, во входной цепи ключа необходимо реализовать режим источника тока.
2. Большая амплитуда тока управления уменьшает время нарастания силового тока и динамические потери при включении, это увеличивает накапливаемый заряд, что увеличивает выключение. Поэтому осуществляют формированный режим включения с последующим спадом входного тока до уровня гарантированного насыщения.
3. Для уменьшения задержки выключения и фронта спада силового тока увеличивают запирающий ток базы.
4. Для уменьшения глубины насыщения транзистора применяют нелинейную обратную связь между входом и выходом ключа.



а б

Рис. 2.32

Выходной узел драйвера, управляющего изолированным затвором, должен соответствовать следующим требованиям:

1. МДП-транзисторы и IGBT — управляются напряжением, однако для увеличения входного напряжения до 12...15 В. необходимо обеспечить в цепь затвора соответствующий заряд.
2. Динамические характеристики переключения определяются скоростью перезаряда конденсаторов транзистора. Минимальные времена обеспечиваются в режиме перезаряда постоянным динамическим током.
3. Для ограничения скорости нарастания тока в режиме малых нагрузок и уменьшения динамических помех используются последовательные сопротивления в цепях затвора.
4. Для защиты транзисторов от динамических скачков выходных напряжений используют отрицательное смещение в цепи затвора в закрытом состоянии ключа (от -2.5 до-15 В).

Данным требованиям соответствует выходной узел, представленный на рис. 2.33.

Рассмотрим несколько примеров практической реализации драйверов силовых транзисторов.

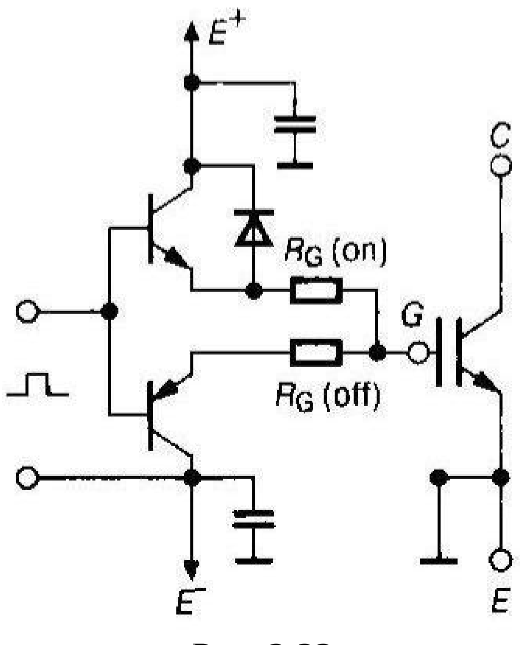


Рис. 2.33

На рис. 2.34 представлена схема драйвера M57915L компании «Mitsubishi Electric» для управления биполярным транзистором на коллекторный ток 10... 100 А.

Входной узел драйвера выполнен в виде транзисторной оптопары, осуществляющей развязку с информационным каналом. Чтобы не увеличивать задержку передачи сигнала, транзистор оптрона работает в линейном режиме за счет включенного в цепь коллектора конденсатора.

Далее транзисторные ключи узла согласования преобразуют потенциальный уровень информационного сигнала, что обеспечивает управление выходными ключами драйвера в противофазном режиме.

Окончательное формирование импульса управления обеспечивается схемой подключения драйвера к входной цепи транзистора. Драйвер, управляющий МДП-транзистором, показан на рис. 2.37 (микросхема M57924L компании «Mitsubishi Electric» для выходных токов силового ключа 15... 100 А).

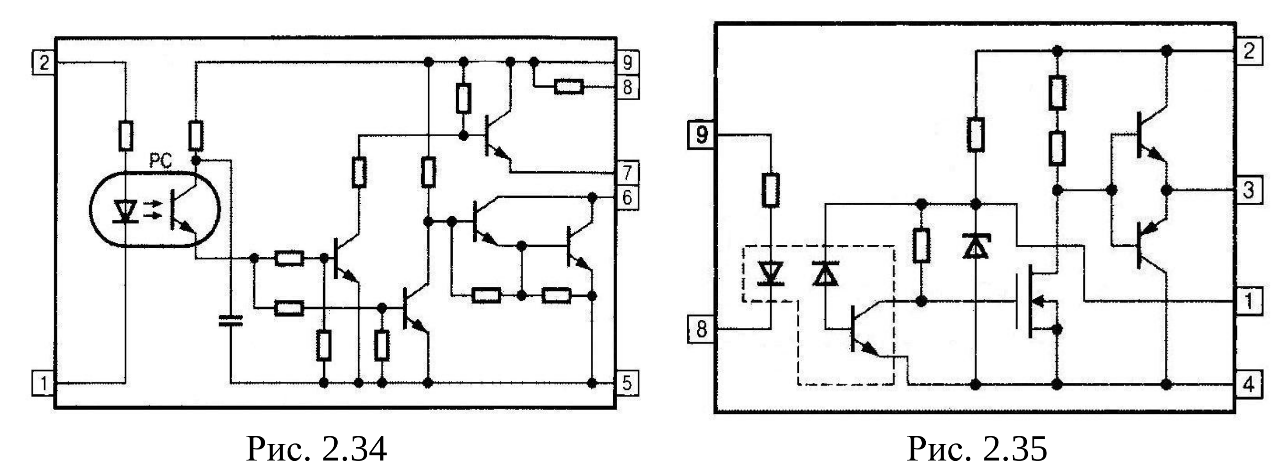


Рис. 2.34 Рис. 2.35

Во входной цепи схемы используется быстродействующий диодный оптрон с усилением фототока, питаемый от выходного напряжения цепи стабилитрона (схема параметрической стабилизации). Усиленный информационный сигнал управляет ключом согласующего узла, который для повышения быстродействия выполнен на МДП-транзисторе. Выходной узел представляет собой комплементарную пару биполярных транзисторов, осуществляющих перезаряд емкостей силового ключа. Структурная схема драйвера для IGBT на силовой ток до 400 А компании «Semikron» показана на рис. 2.36. Данный драйвер использует трансформаторную развязку входной и выходной цепи. Для этого внутрь схемы встроены высокочастотный трансформатор и импульсный преобразователь. Это позволяет применять схему в широком температурном диапазоне (-25...+85°С) при напряжении изоляции (4 кВ). Импульсный преобразователь обеспечивает питанием выходные узлы драйвера, что обеспечивает питание драйвера на стороне информационного сигнала. Дополнительные функции драйвера: защита IGBT от токовой перегрузки, слежение за напряжением питания драйвера.

Качество драйверов характеризуется: напряжение изоляции, рабочий диапазон температур, электрические параметры входного и выходного сигнала, задержка распространения сигнала и внутренняя мощность рассеяния.

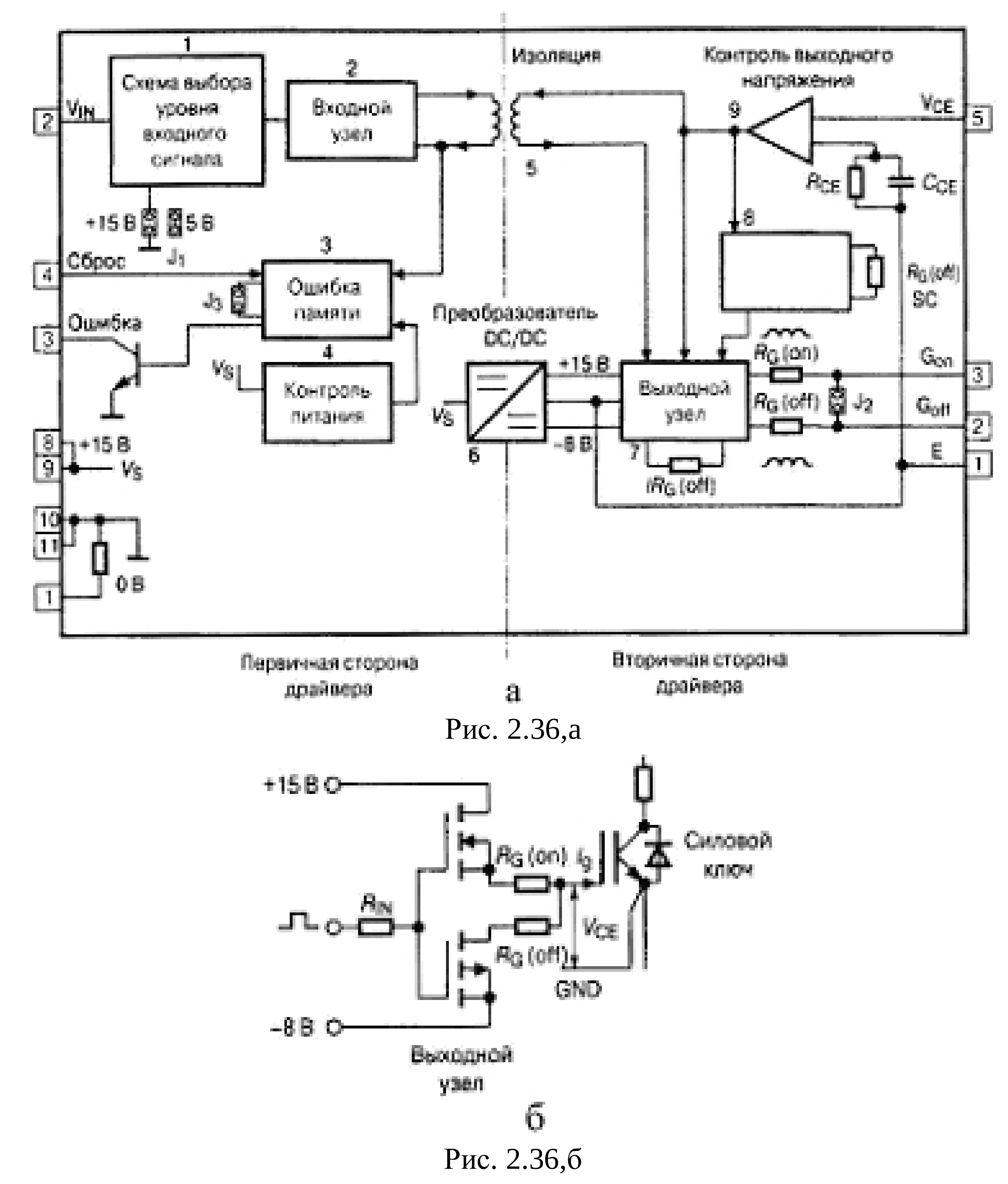


Рис. 2.36,а

Рис. 2.36,б

2.4.3. Подключение драйверов к входным цепям силовых транзисторов

Драйвер законченное устройство, готовое к применению для конкретного типа транзистора, и его подключение не вызывает проблем. Вопросы возникают, если требуется частично изменить параметры выходного сигнала управления или, использовать параллельное соединение силовых ключей, управляемых от одного драйвера. А также вопрос обеспечения помехозащищенности и организации питания драйверов.

Нижний транзистор выходного узла драйвера изготавливается как ключ с открытым коллектором или как ненагруженный ключ (рис. 2.37, с).

Варианты выключения биполярного транзистора:

а) режим фиксированного отрицательного тока базы, выключение

б) отрицательным напряжением смещения

в) выключение с ограничением скорости нарастания запирающего тока (рис. 2.37).

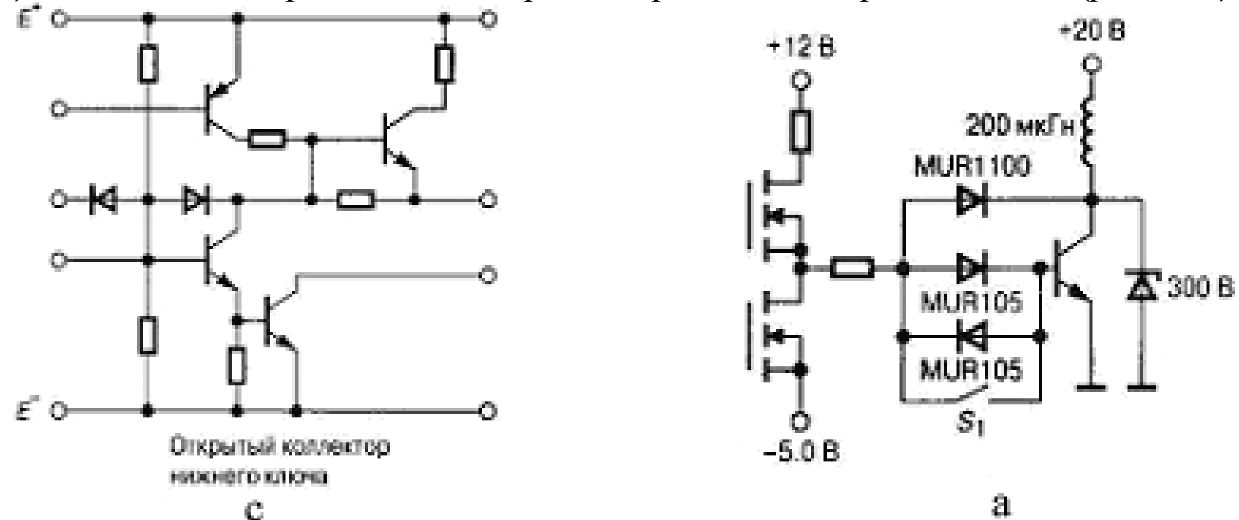


Рис. 2.37, с, а

Наиболее оптимальным является режим выключения с фиксированным напряжением смешения -5 В при использовании цепи нелинейной обратной связи. Режим выключения с фиксированным током базы -2 А при относительно хорошей Динамике переключения значительно уступает по размерам ООБР для высоковольтного применения. Увеличение запирающего тока более -2 А, как показали исследования, не улучшает параметров выключения.

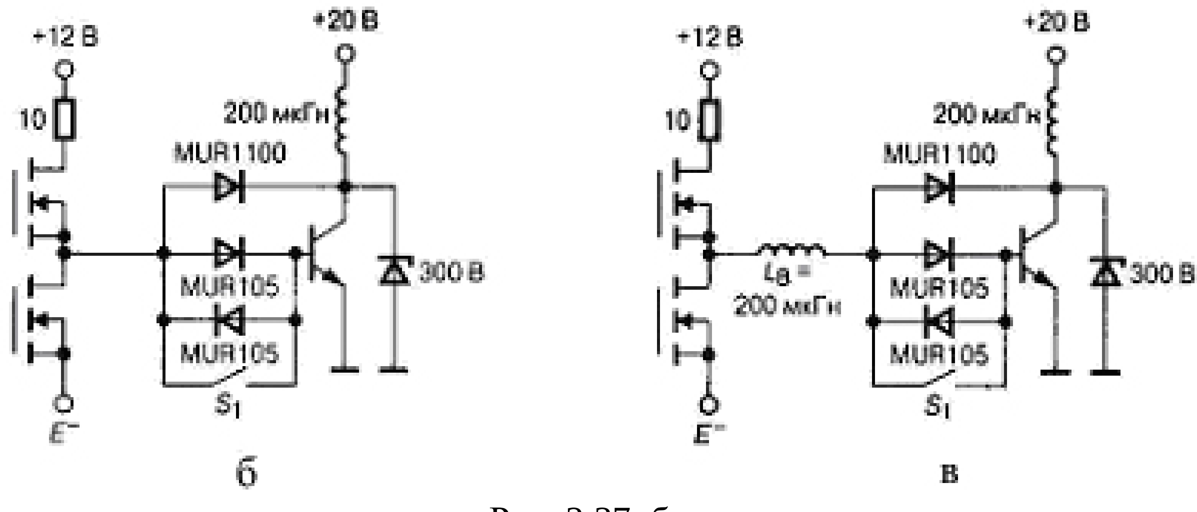


Рис. 2.37, б, в

Схема драйвера с дополнительной схемой подключения к входной цепи биполярного транзистора (рис. 2.38).

Для напряжений менее 800 В расширения границ ОБР и увеличения быстродействия при выключении добиваются в режиме эмиттерного управления силовым ключом (рис. 2.39).

Сигнал управления подается не на основной высоковольтный транзистор VT1, а на вспомогательный низковольтный и быстродействующий транзистор VT2, включенный последовательно в эмиттерную цепь основного. В качестве низковольтного транзистора используют быстродействующий МДП-ключ. При открывании VT2 в базу основного транзистора поступает отпирающий ток, подключая нагрузку к источнику питания.

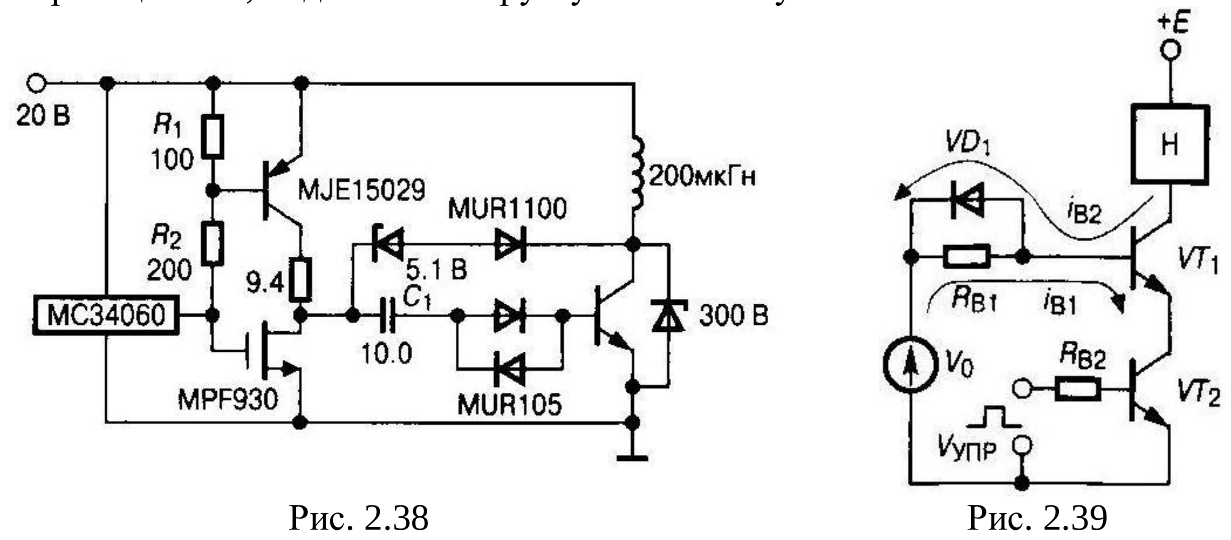


Рис. 2.38 Рис. 2.39

При запирании VT2 происходит обрыв цепи эмиттера силового транзистора VT1, и коллекторный ток последнего до полного рассасывания заряда в базовой и высокоомный коллекторной области замыкается через коллекторный переход VT1, диод VD, и источник Vo. Так как при запирания эмиттерная цепь VT 1 оборвана, происходит расширение границ ОБР до максимальных, так как max Uкэ пробоя.

К недостаткам эмиттерного управления можно отнести следующее:

1. Необходимость применения дополнительного активного элемента. Низковольтные быстродействующие транзисторы имеют недостаток – высокий ток утечки в закрытом состоянии, что ухудшает характеристики всего ключа.
2. Необходимость дополнительного источника питания базовой цепи основного транзистора.
3. Увеличение времени переключения с ростом рабочих напряжений и глубины насыщения транзистора.

Недостатки устраняются при использовании режима индуктивной эмиттерной коммутации, и в практических схемах управления рис. 2.40. Подключение драйверов к входным цепям силовых транзисторов с изолированным затвором решает вопрос минимизации паразитных индуктивностей монтажа. Регулирование скорости переключения транзисторов с изолированным затвором осуществляют за счет резистора, включенного последовательно между выходным узлом драйвера и входной цепью ключа.

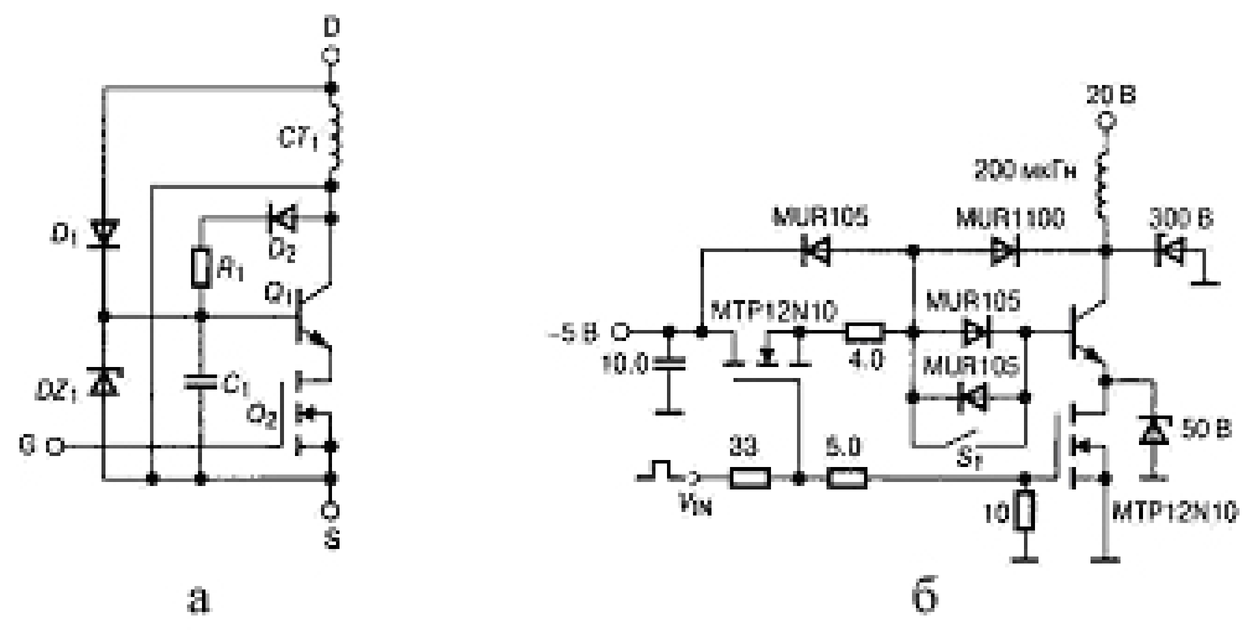


Рис. 2.40

Для ключей с высокой скоростью переключения (МДП - и IGBT-транзисторы) применение ограничивающих резисторов при больших амплитудах тока нагрузки является необходимым условием безопасной работы. Минимально необходимое сопротивление данного резистора указывается на каждый тип силового транзистора.

Иногда требуется раздельное управление скоростью включения и выключения. Например, при использовании ключа в устройствах с двигателями с целью ограничения бросков тока при пусковых режимах и режимах уменьшения оборотов двигателя увеличивают длительность процесса включения силовых ключей. Для ограничения всплесков напряжения при индуктивном выключении ограничивают скорость запирания транзистора. Используют либо однонаправленные дополнительные цепи, либо драйверы с раздельными каналами управляющего сигнала для отпирания и запирания (рис. 2.41).

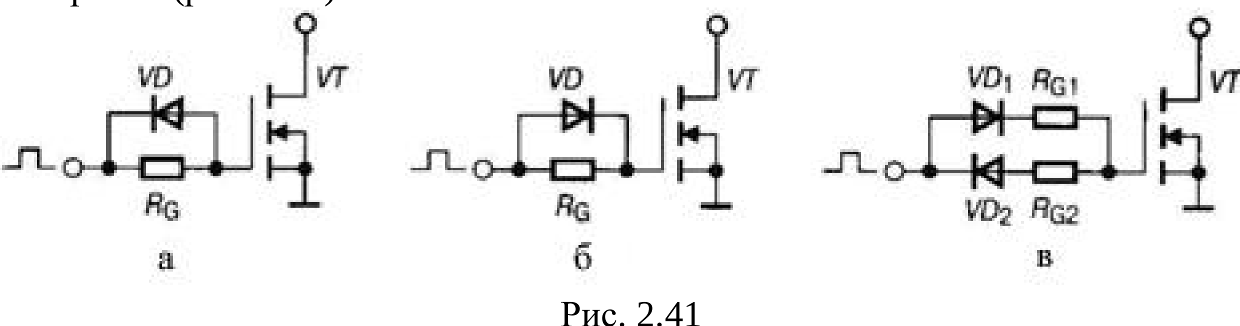


Рис. 2.41

Проходная емкость между выходной цепью ключа и затвором в некоторых режимах нагрузки приводит к увеличению входного напряжения. Предельное напряжение изолированного затвора не превышает 20 В. С целью защиты от пробоя встречно - параллельно выходному узлу драйвера включают быстродействующий диод совместно с шунтирующим высокочастотным конденсатором небольшой емкости, как это показано на рис. 2.42.

Подключение дополнительных цепей требуется также при управлении от одного драйвера группы параллельных ключей. Предельная частота управления силовым ключом оценивается как отношение среднего выходного тока драйвера I_{AV} к величине заряда во входной цепи ключа, необходимой для его переключения:

$$f_{MAX} \le \frac{I_{AV}}{Q} \tag{2.1}$$

Для сохранения данного параметра неизменным при параллельном соединении транзисторов (суммарный заряд переключения увеличивается пропорционально количеству параллельных ключей) необходимо увеличивать средний выходной ток, что ограничено мощностными характеристиками драйвера. Схемотехническим способом решения данной проблемы является использование дополнительного внешнего буферного усилителя (рис.2.43). Для исключения образования паразитных контуров высокочастотных колебаний при параллельном соединении транзисторов ограничивающие резисторы в цепи затвора должны подключаться отдельно для каждого прибора. В эмиттеры транзисторов включают резисторы (до 0.5 Ом) с целью выравнивания разброса омических сопротивлений вдоль общей шины управления.

Рис.2.42

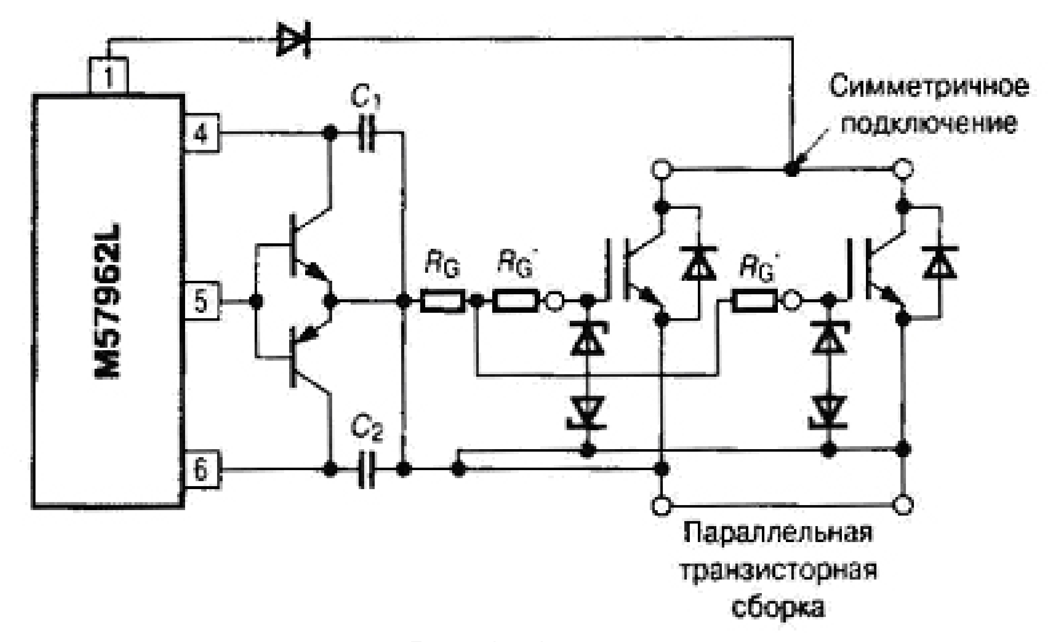


Рис. 2.43

Аналогично распределяют сигнал с коллекторных цепей транзисторов (подключением резисторов = 50 Ом) для последующего подключения к выводу драйвера, снимающего сигнал о перегрузке по току (если в драйвер встроена система защиты). На рис. 2.44 показано подключение драйвера SKHI10 фирмы «Semikron» к параллельной сборке из трех транзисторов IGBT.

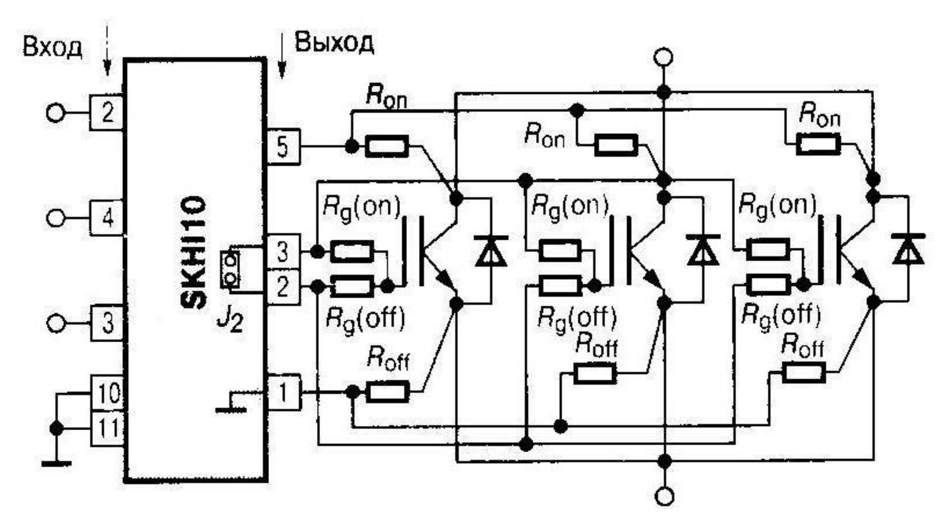


Рис. 2.44

2.4.4. Драйверы тиристоров

Особенности драйверов тиристоров рассмотрим на примере запираемого ключа GTO, как наиболее применяемого. Предельная переключаемая мощность двухоперационного тиристора достигается, когда правильно задан режим его работы, как по анодной цепи, так и по цепи управления [3]. Параметры управления обеспечивает драйвер на рис. 2.45.

Сигнал от информационной цепи преобразуется в узле согласования и поступает в выходной блок драйвера, который формирует импульс управления на включение и выключение. Схема, формирующая импульс отпирания, обеспечивает входной импульс тока с необходимой амплитудой и фронтом нарастания (I_G > 1 А; t_R < 200 нс).

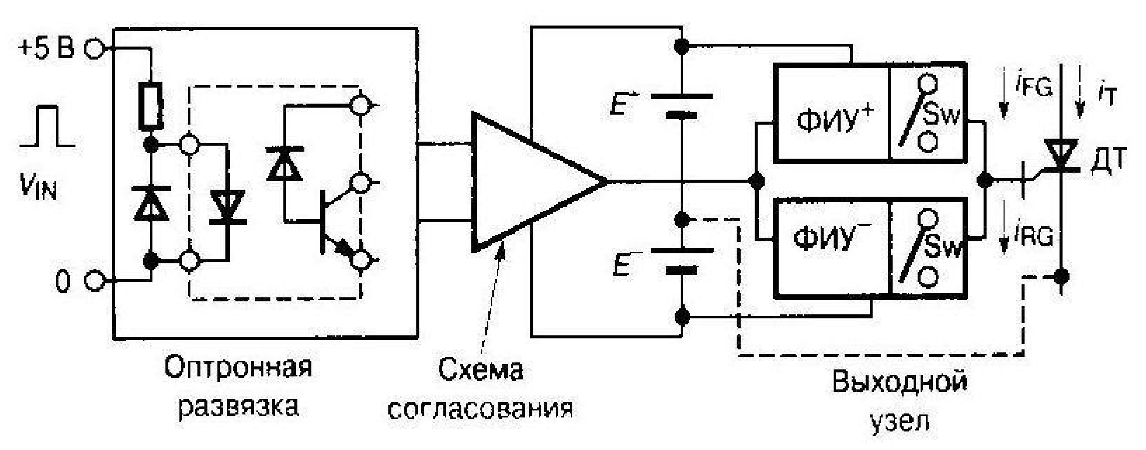


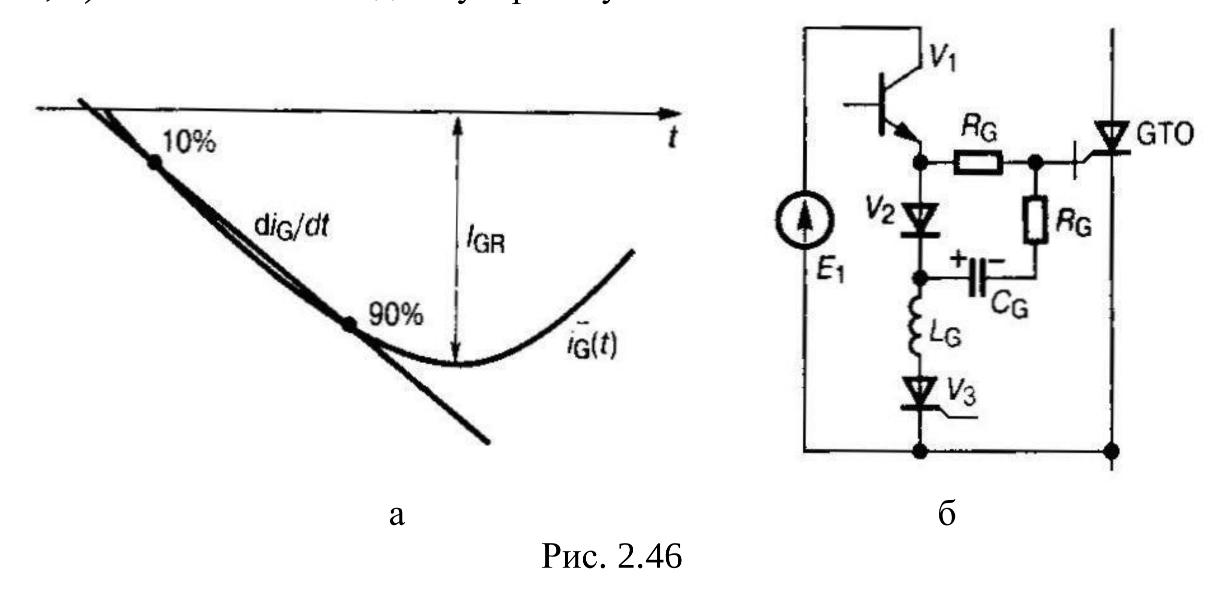
Рис. 2.45

Требования к схеме запирающего сигнала:

1. Должна вырабатывать большую амплитуду тока выключения, определяемую током нагрузки и коэффициентом запирания ключа. Для мощных GTO ток выключения достигает нескольких сотен ампер. Используют параллельную сборку мощных МДП-транзисторов с малой величиной сопротивления открытого канала.
2. Для выключения GTO источник запирающего напряжения должен иметь внутреннее сопротивление меньше входного сопротивления силового ключа, которое перед выключением составляет 0.02...0.2 Ом.
3. Канал запирания должен вырабатывать на завершающем этапе выключения обратное напряжение смещения, близкое к пробивному напряжению катодного перехода GTO, которое составляет 10... 15 В.
4. Для увеличения стойкости тиристора к скачкам анодного напряжения в закрытом состоянии необходимо обеспечить отрицательное смещение (-2.5...-5 В).

Типовая форма запирающего тока показана на рис. 2.46, а.

Для тиристоров на токи до 200 А выходные узлы драйверов имеют простую структуру и с дополнительными элементами подключения (рис. 2.46, б) обеспечивают надежную работу ключей.



а б

Рис. 2.46

2.5. Источники питания драйверов

По числу источников питания драйверы можно разделить на две группы:

1. С двумя источниками питания, один из которых предназначен для импульса отпирания, другой соответственно для импульса запирания.
2. С одним источником питания для отпирания силового ключа. Обеспечение энергией канала запирания осуществляется за счет накопителя энергии (емкости) и за счет использования мостовой схемы выходного узла драйвера. Режимы питания драйверов показаны на рис.2.47.

Энергоснабжение источников обеспечивается:

1. Применением батареи гальванических элементов.
2. Преобразование электроэнергии от сети переменного тока или от источников постоянного тока.
3. Преобразование электроэнергии из выходной цепи силового ключа.

Примеры реализации источников питания драйверов [3]. На рис. 2.48 представлены схемы на основе низкочастотных трансформаторов, преобразующих энергию переменной сети. В схемах осуществляется параметрическая стабилизация источника питания для канала запирающего тока. Требованием к данным источникам является сохранение напряжения в допустимых параметрах при изменении напряжения питающей цепи.

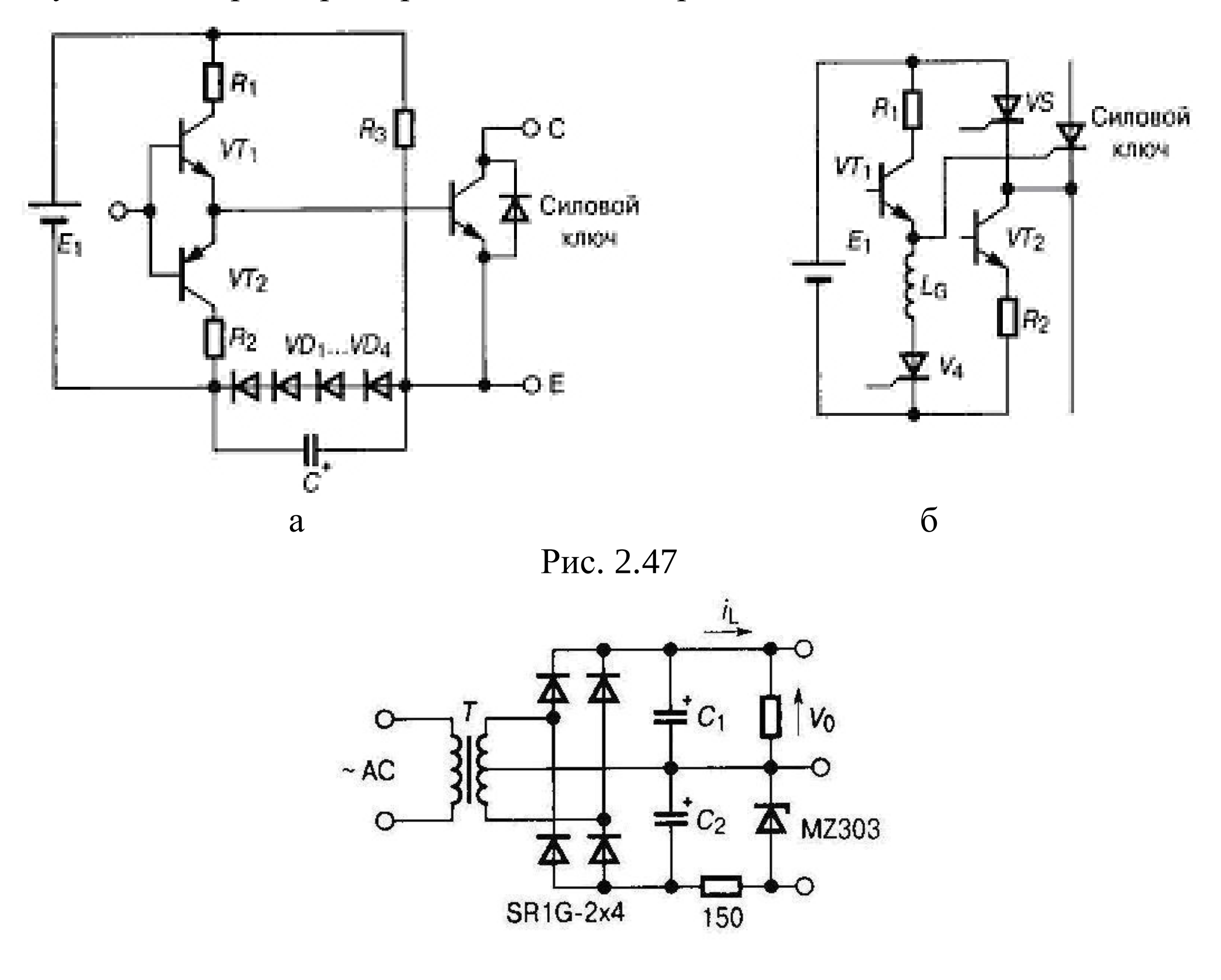


Рис. 2.47

Рис. 2.48

На рис. 2.49 показаны варианты подключения рассмотренных в разделе 2.4.2 драйверов к входным цепям силовых ключей при данном способе организации питания.

Недостатком источников питания является: невысокая стабильность; - повышенные массогабаритные показатели (трансформатор).

Для организации раздельного питания в драйверах многофазных преобразователей используют импульсные методы регулирования постоянного напряжения на основе обратноходовых схем. рис. 2.50.

При открытом состоянии ключа в обмотках импульсного трансформатора накапливается энергия, которая затем при закрывании ключа передается в нагрузку. Для сглаживания выходного напряжения используется емкостной фильтр. Импульсный трансформатор обеспечивает необходимую развязку, а также получение выходного напряжения требуемой амплитуды и полярности. Для стабилизации выходного напряжения используется импульсный метод регулирования как длительности открытого состояния ключа (ШИР), так и частоты (ЧИР). Недостатком схемы является невозможность работы в режиме холостого хода.

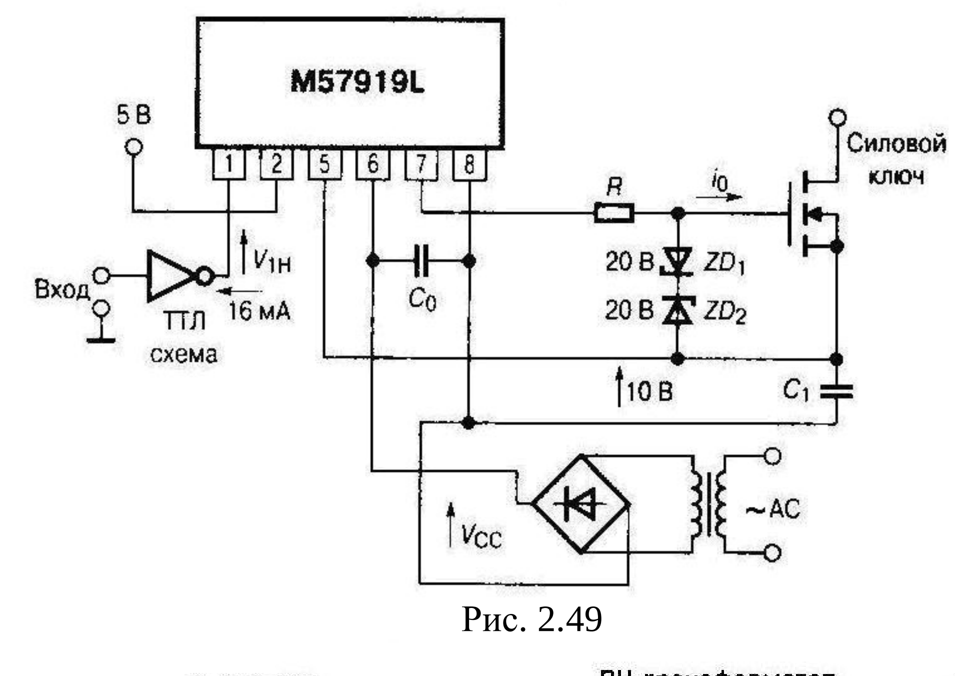


Рис. 2.49

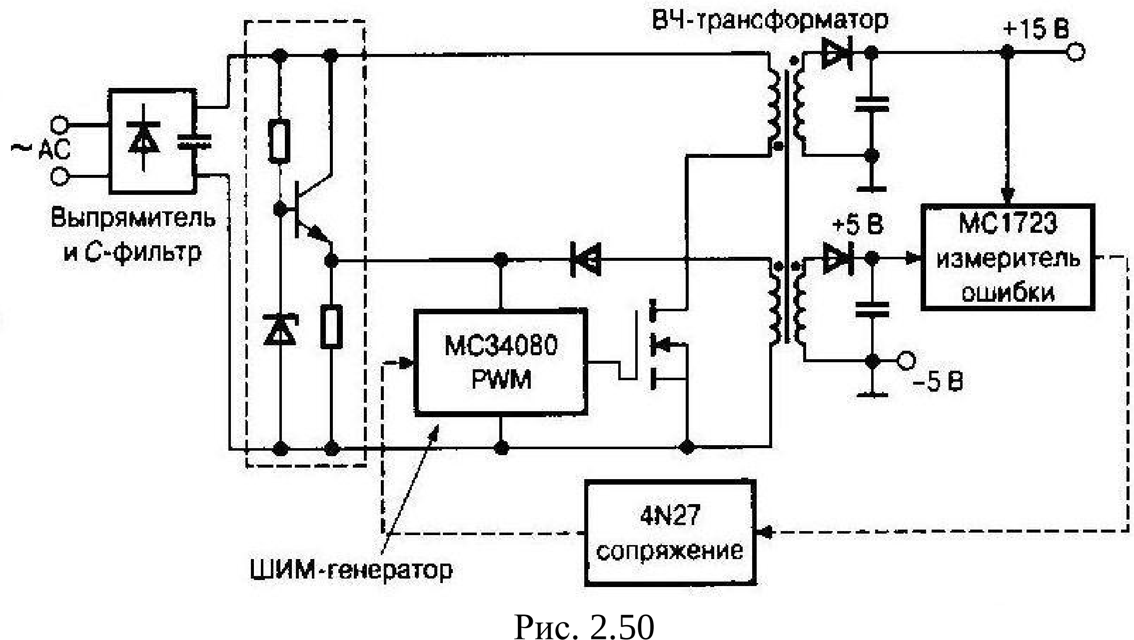


Рис. 2.50

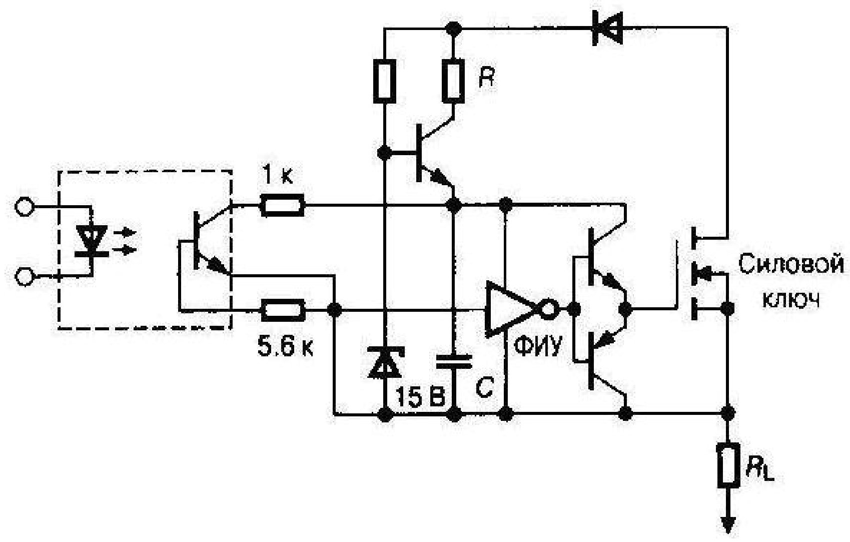


Рис. 2.51

Контрольные вопросы

1. Как классифицируются силовые полупроводниковые приборы?
2. Какие основные параметры при выборе силовых транзисторов?
3. Какие схемотехнические меры применяют применяют для уменьшения мощности коммутации силового транзистора?
4. Каковы энергетические особенности силовых МОП-транзисторов?
5. Чем обусловлено введение дополнительных узлов принудительной коммутации транзисторов?
6. Какие эксплутационные параметры являются наиболее важными для мощных вентилей?
7. Какие способы переключения транзистора существуют и в чем их сущность?
8. Каковы способы ускорения процессов переключения транзисторов?
9. Как уменьшить мощность перенапряжения транзистора в режиме переключения с RL-нагрузкой?
10. Как уменьшить потери на переключение силового транзистора?
11. Объясните динамические потери, возникающие в тиристорах.
12. Как влияют гармонические составляющие тока на мощность, рассеиваемую на транзисторах?
13. Из каких составляющих складываются потери в тиристорах?
14. Как влияют гармонические составляющие на мощность, рассеиваемую в полупроводниках.
15. Как влияет коэффициент заполнения на мощность переключения при коммутации активно-индуктивной нагрузки?
16. Покажите энергетические соотношения в мостовой схеме, работающей в режиме противовключений.
17. Как меняется мощность переключений при изменении пульсации и разрывности тока нагрузки?

ТЕМА 3. МЕТОДЫ И СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ

3.1. Основные виды перегрузок по напряжению и току

В схемах преобразователей силовой электроники полупроводниковые ключи в наибольшей степени чувствительны к перегрузкам по току и напряжению [3,5,6].

По этой причине, а также с учетом того, что силовые ключи являются наиболее дорогими компонентами схемы, основное внимание при разработке методов защиты уделяется именно этим приборам. Мероприятия по обеспечению защиты схемы и ее элементов сводятся к двум основным направлениям: к устранению причин и источников электрической перегрузки и методам борьбы с естественными перегрузками. Поэтому вначале необходимо установить причины появления перегрузок по напряжению и току, а также оценить их амплитуду и мощность.

Основными видами перегрузок по напряжению являются:

1. Перегрузки под действием из питающей сети.
2. Перегрузки, связанные с процессами коммутации в схеме преобразователя и обусловленные конечными временными параметрами переключения силовых ключей.
3. Перегрузки, связанные с характером нагрузки.

Перегрузки по напряжению, указанные в первой группе, определяются качеством питающей сети. Поскольку данные перенапряжения опасны и для всех остальных потребителей, для борьбы с ними используют внешние, по отношению к конкретной схеме, защитные устройства, включаемые параллельно входу преобразователя, как это показано на рис. 3.1.

Указанные во второй группе перегрузки по напряжению связаны с эффектами накопления и рассасывания зарядов в ключевых компонентах схемы, а также с влиянием паразитных элементов монтажа и корпусов приборов. Данные перегрузки ограничивают применением дополнительных защитных цепочек или снабберов (Snubber circuit), включаемых параллельно ключу или группе приборов (рис. 3.2).

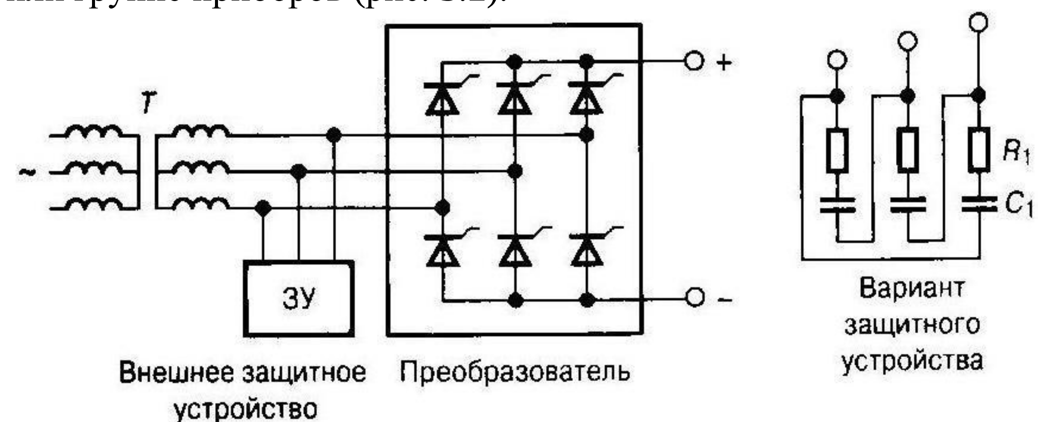


Рис. 3.1

Перегрузки по напряжению третьей группы определяются, как правило, действием нагрузок со значительной индуктивностью, что требует дополнительных элементов, шунтирующих нагрузку и обеспечивающих перевод накопленной энергии с цепью исключения всплесков напряжения (рис. 3.3).

Основными видами аварийных токовых перегрузок ключей являются:

1. Короткое замыкание в силовой схеме, обусловленное повреждением какого-либо ключа или диода.
2. Короткое замыкание из-за повреждения ключа, соединенного параллельно с несколькими другими приборами.
3. Короткое замыкание на выходных клеммах преобразователя (так называемое «глухое» внешнее короткое замыкание).
4. Короткое замыкание цепи нагрузки.
5. Токовая перегрузка, связанная со сбоем в работе системы управления («опрокидывание» инвертора, короткое замыкание в плече моста и т.п.).
6. Токовая перегрузка, связанная с особенностями работы схемы и неидеальностью ключей (работа на противофазный диод, сквозные токи в схемах мостовой конфигурации).
7. Токовая перегрузка, обусловленная характером нагрузки (пусковой режим, перегрузка двигателя и т.п.).

Данные режимы токовой перегрузки показаны на рис. 3.4.

Во всех перечисленных случаях силовой ключ либо включается на короткозамкнутый контур, либо попадает в режим токовой перегрузки в процессе нормального открытого состояния. С точки зрения методов защиты наиболее важными являются:

1. Повышение помехозащищенности системы управления и самого силового ключа.
2. Подключение внешних защитных устройств, ограничивающих воздействие токовой перегрузки в естественных режимах коммутации (токоограничивающие цепочки и дроссели).
3. Определение момента токовой перегрузки и подключение быстродействующих систем защиты.

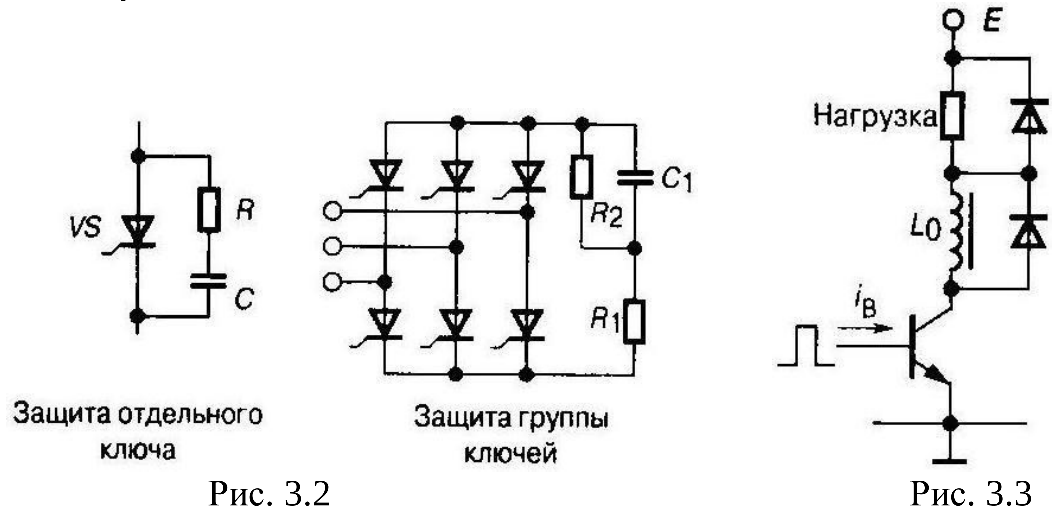


Рис. 3.2 Рис. 3.3

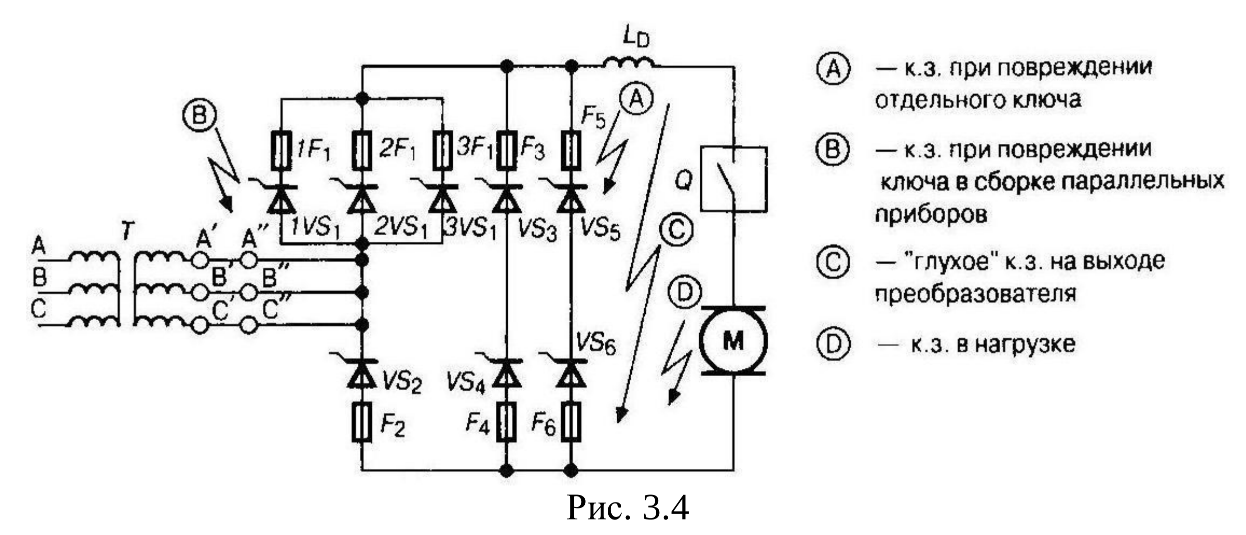


Рис. 3.4

В режимах электрической перегрузки по току и напряжению не должны превышаться параметры, определяющие границы области безопасной работы (см. главу 3). Кроме этого, при коротких замыканиях в схеме следует учитывать так называемые перегрузочные характеристики ключа, определяющие предельно допустимые токи короткого замыкания при разной длительности воздействия перегрузки (рис. 3.5).

Отключение импульсов управления в режимах токовой перегрузки не всегда обеспечивает восстановление запирающей способности ключа, особенно в тиристорных приборах.

А некоторые типы GTO вообще запрещается выключать обычными методами при токовых перегрузках.

В этом случае используют плавкие предохранители, а также согласованные с перегрузочной характеристикой ключа магнитные и биметаллические выключатели, обеспечивающие обесточивание силовой цепи в течение интервала времени менее 10 мс. В качестве предельного параметра ключа в данном случае используют приводимый в справочной информации защитный показатель (I^2t). Значение защитного показателя предохранителя должно быть меньше интеграла предельного тока ключа в режиме перегрузки, каковым и является параметр (I^2t).

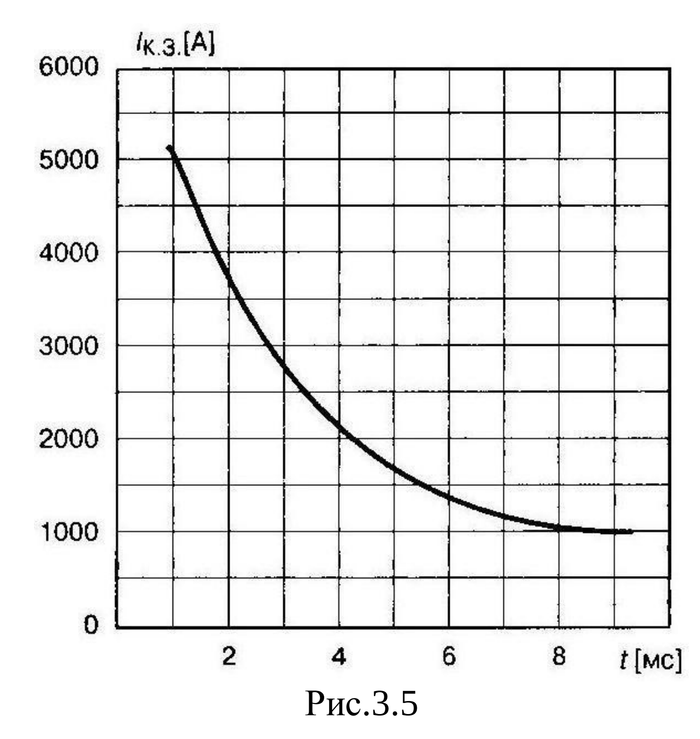


Рис.3.5

3.2. Методы защиты от помех

Взаимная связь и влияние силовой и информационной частей преобразователя требуют уделять особое внимание вопросам защиты от генерируемых помех. При коммутационных переключениях в силовой схеме скачки токов и напряжений приводят к генерации помех с частотами в диапазоне до нескольких мегагерц, которые могут нарушать работу систем управления и приводить к электрическим перегрузкам [6]. Причины сбоев в работе самой информационной части зачастую просто не удается обнаружить. Поэтому основные методы борьбы с помехами переносятся на вопросы обеспечения соответствующих конструктивных особенностей построения схемы. Во-первых, очень важно обеспечить минимально возможные паразитные индуктивности при монтаже силовой части схемы, на которых и происходят скачки импульсных помех по напряжению. Монтажные проводники должны по сечению соответствовать амплитуде силового тока, но увеличение сечения ведет к росту паразитной индуктивности Ls. Приведем несколько примеров влияния паразитной индуктивности схемы. Проводник длиной 20 см, рассчитанный по сечению на силовой ток 10 А, имеет паразитную индуктивность Ls = 200 нГн. При скорости изменения силового тока 400 А/мкс, характерной для современных ключевых транзисторов, это приводит к всплеску напряжения V= 80 В. Если проводник той же длины имеет петлевую форму, паразитная индуктивность увеличивается примерно в 2.5 раза. При работе силового ключа с частотой 20 кГц в проводнике с петлевой формой запасается энергия: 0.5 LsIf2 = 0.5Bt.

В целом это небольшая величина дополнительных потерь, если полная мощность в нагрузке больше на несколько порядков. При переходе к величине тока нагрузки 100 А паразитная индуктивность растет, так как увеличивается сечение проводника. Поскольку величина Ls пропорциональная корню квадратному из амплитуды силового тока, новое значение паразитной индуктивности можно оценить как равное

$$Ls = 0.5 мкГн\sqrt{10} = 1{,}58 мкГн$$

Таблица 3.1. Рекомендуемые предельные величины паразитных индуктивности монтажа силовой схемы

Диапазон тока нагрузки [А]	Паразитная индуктивность силовых шин L_{s1} [нГн]	Паразитная индуктивность цепи снаббера L_{s1} [нГн]
15…75	<200	<70
100…200	<100	<20
300…400	<50	<10
600	<50	<7

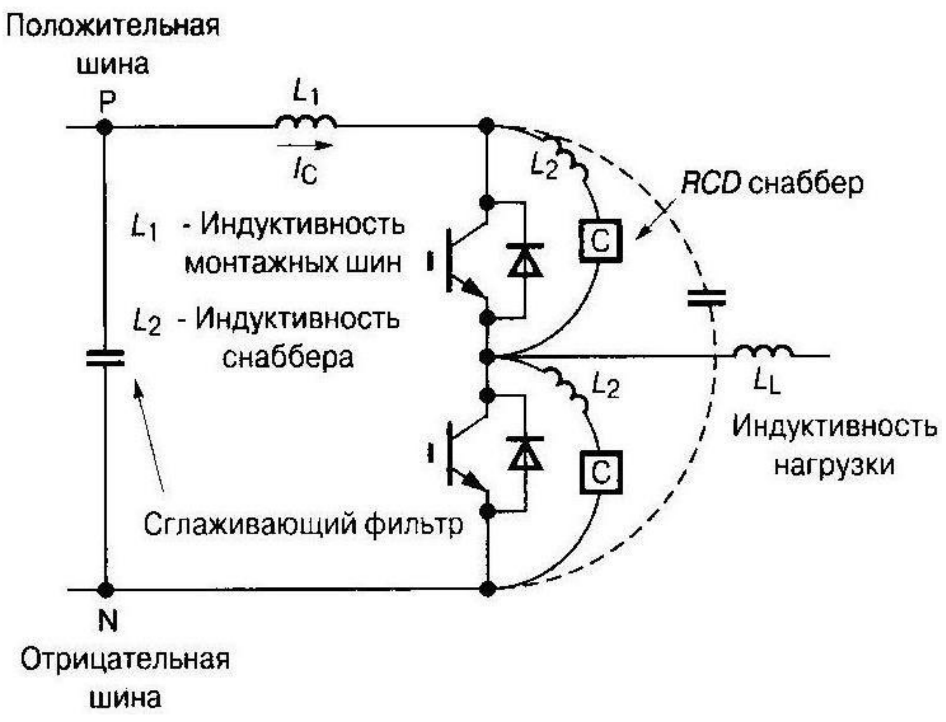


Рис. 3.6

Для данной индуктивности величина запасаемой энергии увеличивается более чем в 300 раз:

$$0.5Ls\ I_F^2 \approx 158Вт.$$

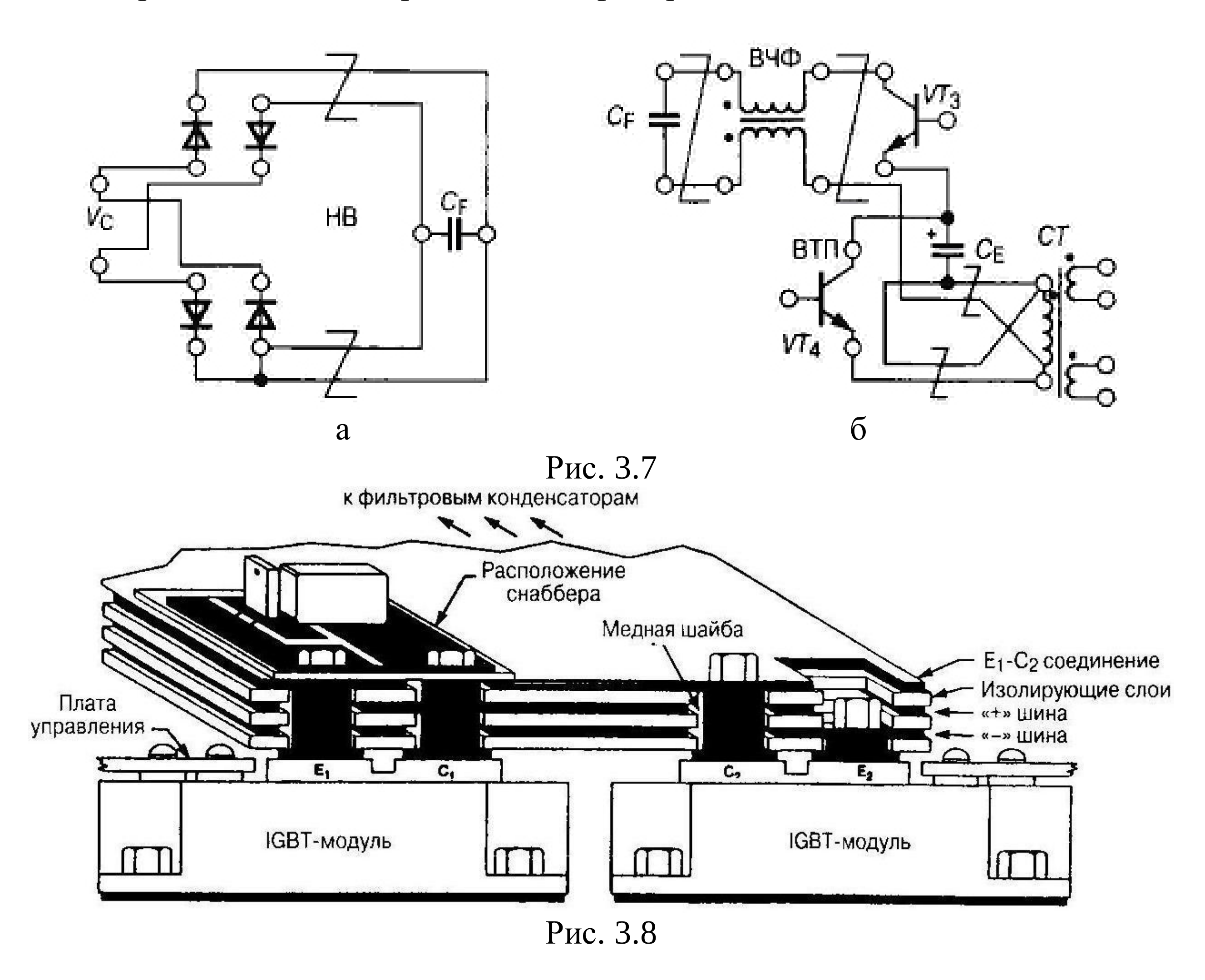
Столь значительное увеличение паразитной энергии требует как можно большего снижения величины Ls. В Табл. 3.1 приводятся значения допустимых величин паразитных индуктивностей силовых шин L_{S1}, а также паразитных индуктивностей дополнительных защитных цепочек (снабберов) L_{S2} в зависимости от величины нагрузочного тока (рис. 3.6).

Уменьшение паразитных индуктивностей достигается применением специальных проводников и конструкций монтажных соединений. В качестве проводящих соединений рекомендуется использовать на токи менее 100 А многожильные проводники, которые позволяют выполнить монтаж основных узлов силовой схемы с уменьшением электромагнитных помех, генерируемых в процессе работы схемы.

Основной принцип данного монтажа заключается в том, что соединение всех элементов, в которых удается выделить контур втекания и вытекания тока, осуществляется скрученными парами проводников, например, как это показано на рис. 3.7.

При более высоких уровнях тока используют проводники в виде металлических пластин (на токи 150...300 А) или специальные монтажные платы, проводящие слои которых разделены слоями изолирующих материалов (пластмассовые пластины). Чтобы выполнить данные соединения с минимальной длиной и индуктивностью, фильтрующие конденсаторы рекомендуется размещать непосредственно над модулями силовых ключей (рис. 3.8). После проведения монтажа силовой части схемы с минимальными паразитными индуктивностями осуществляют доработку конструкции на предмет уменьшения

влияния помех на каналы информационных сигналов, подходящие к полупроводниковым ключам. С этой целью разделяют гальваническую связь между драйверами силовых ключей и основными токоведущими шинами схемы, уменьшают индуктивную связь между проводниками, а также емкостную связь между цепями, относящимися к различным частям преобразователя. Рассмотрим данные рекомендации на практических примерах.



а б

Рис. 3.7

Рис. 3.8

На рис. 3.9 показана трехфазная мостовая схема, в которой имеется непосредственная гальваническая связь между общей шиной силовой схемы и шиной драйверов управления. Как уже отмечалось в предыдущей главе (см. раздел 4.2), в данной конструкции с ростом тока нагрузки увеличивается перепад потенциалов вдоль силовой шины, что приводит к циркуляции паразитного тока в контуре гальванической связи. Это может нарушить работу драйверов преобразователя и привести к повреждению силовых ключей. Одним из методов устранения паразитной связи является применение изолированного питания драйверов по отношению к общей точке силовой схемы. На токи нагрузки до 200 А возможно объединение общих точек драйверов для ключей нижней катодной группы, что уменьшает общее количество изолированных источников питания (рис. 3.10).

Для токов нагрузки более 200 А рекомендуется применение изолированного источника для каждого силового ключа (рис. 3.11). Это ведет к удорожанию преобразователя и усложнению схемы управления, но все затраты окупаются надежным функционированием всей системы.

Для исключения влияния индуктивных наводок от близкорасположенных силовых проводников рекомендуется схему драйвера располагать в непосредственной близости от входной цепи силового ключа.

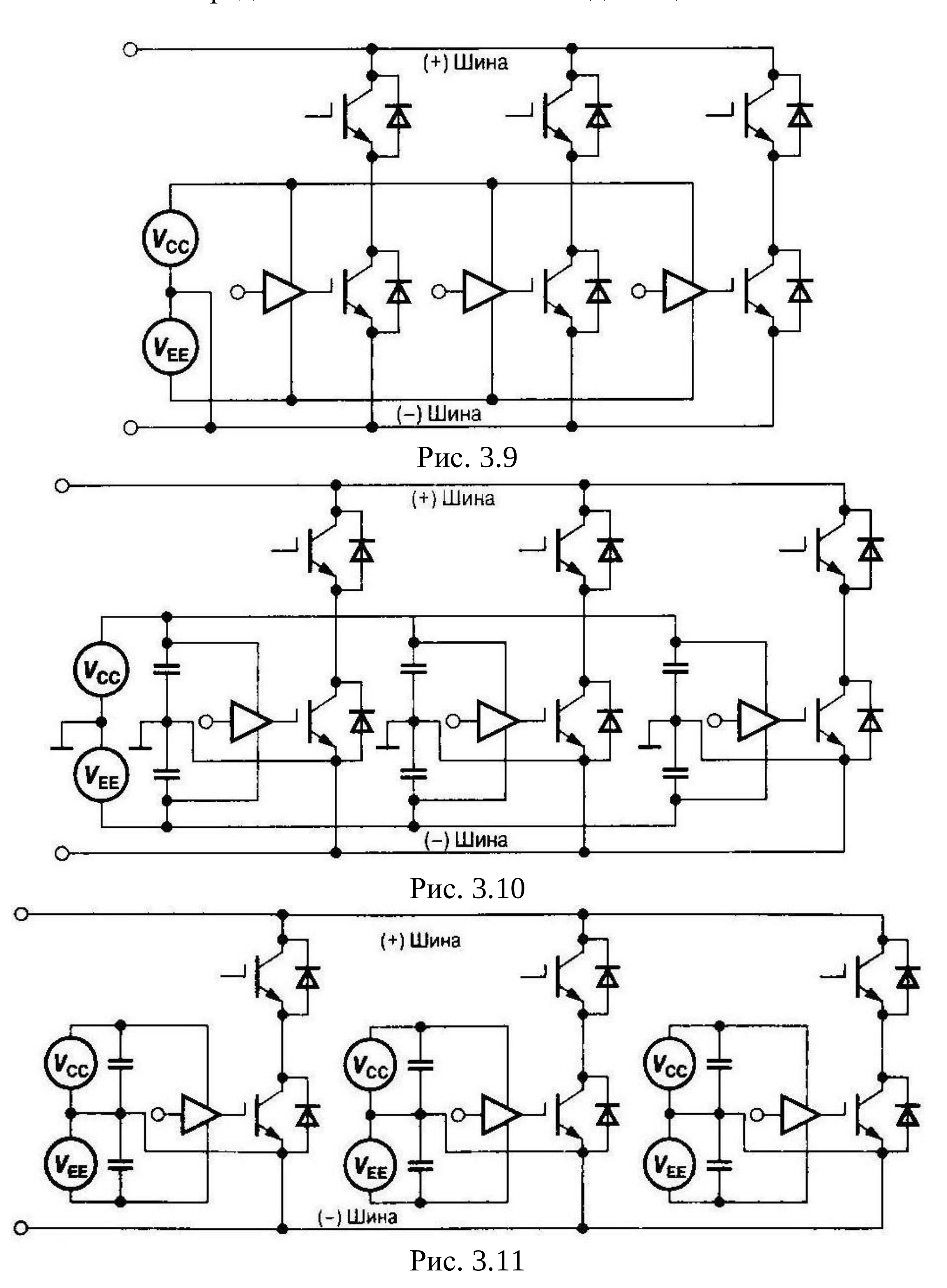


Рис. 3.9

Рис. 3.10

Рис. 3.11

При невозможности подключения драйвера прямо к входу ключа используют витые пары проводников, однако их длина не должна превышать 5...7 см. При использовании ключей модульной конструкции следует избегать индуктивных наводок в контуре, образованном между общей точкой ключа и драйвера, как это показано на рис. 3.12.

Уменьшения влияния индуктивных наводок можно добиться минимизацией площадей соединительных контуров (рис. 3.13). Аналогичные методы применяются к соединительным цепям между преобразователем и нагрузкой, при которых минимизируется площадь контуров связи.

Поскольку драйвер располагается рядом с силовым ключом, необходимо грамотно провести соединение между удаленной логической схемой управления и входной схемой драйвера.

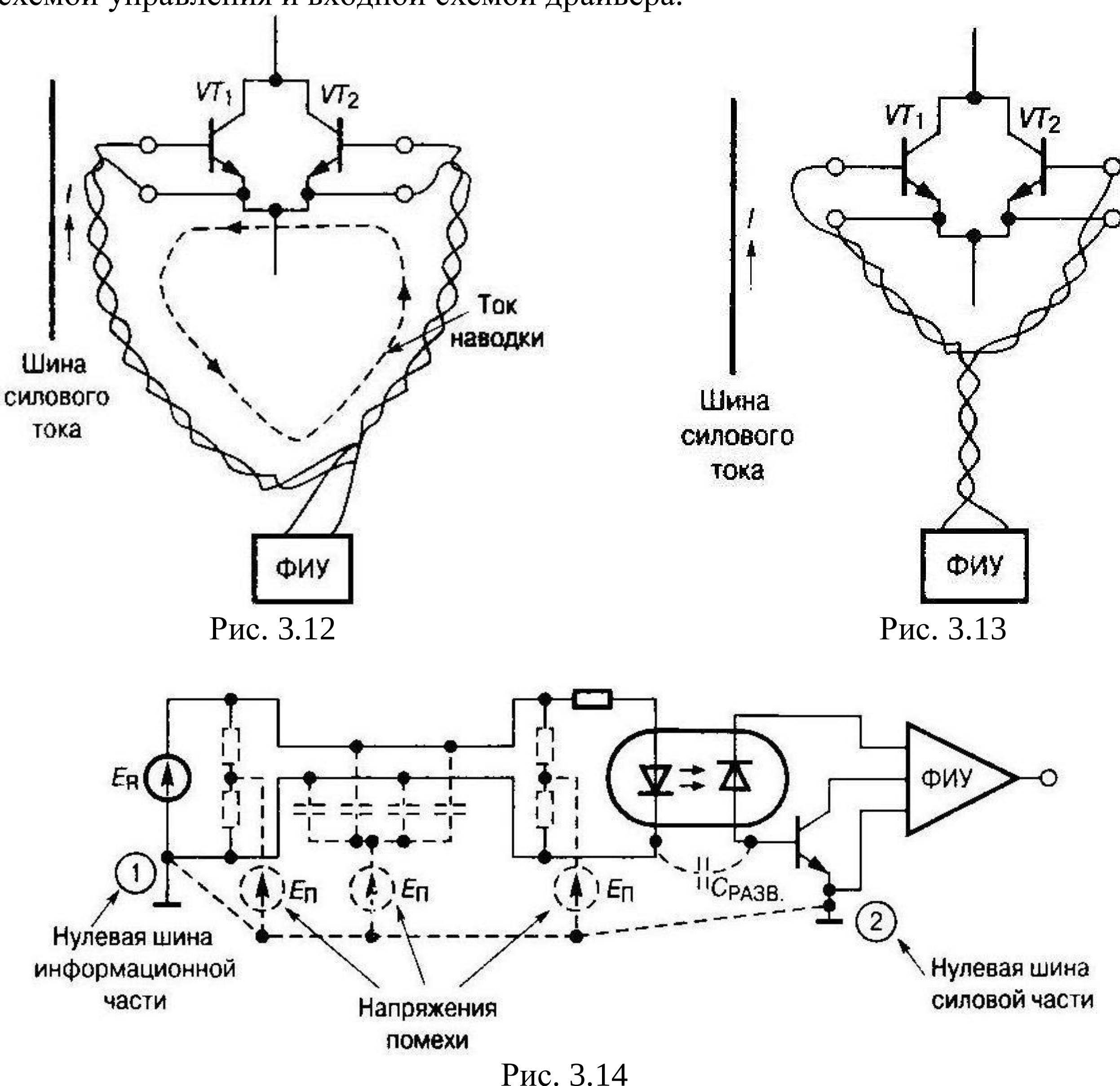


Рис. 3.12

Рис. 3.13

Рис. 3.14

Как правило, по данному проводнику передается информационный сигнал на светоизлучающий диод входного развязывающего оптрона. Несмотря на потенциальную развязку цепей, между проводниками действует

емкостная паразитная связь, которая проявляется как напряжение между линией передачи и шиной заземления драйверов (рис. 3.14). Паразитную емкостную связь можно уменьшить следующими способами: близкое расположение пары сигнальных проводников, что достигается их скручиванием; возможно большее их удаление от силовых шин — источников помех; экранирование сигнальных проводников. Экран должен быть изолирован от проводящей линии и заземлен лишь с одной стороны, чтобы исключить протекание токов паразитной обратной связи. Заземление экрана проводят на конце линии передачи, связанной со светоизлучателем, поскольку данная точка соответствует наибольшей паразитной емкости проводника по отношению к силовой шине. Так как паразитная наводка действует синфазно на оба сигнальных проводника, используют также дифференциальное усиление входного сигнала. При этом, однако, требуется работа выходных усилителей оптронов в активном режиме. Варианты ослабления емкостной связи показаны на рис. 3.15.

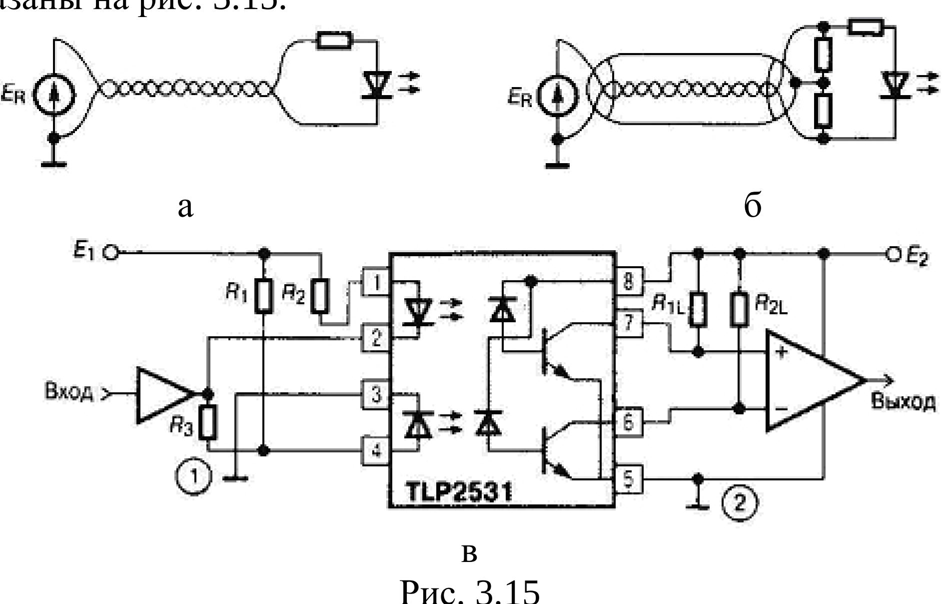


Рис. 3.15

3.3. Защитные цепи силовых ключей

3.3.1. Цепи формирования траектории рабочей точки транзисторов

Применение цепей, формирующих траекторию изменения рабочей точки транзистора в процессах переключения, позволяет снизить потери мощности в приборе, а также исключить паразитные всплески токов и напряжений.

Методы построения данных цепей рассмотрим на примере работы транзисторного ключа на индуктивную нагрузку в режиме постоянных токов, шунтированную обратным диодом (рис. 3.16).

Данный вид нагрузки является наиболее типичным в практическом применении силовых транзисторов [6].

Качественная форма изменения тока и напряжения на ключе (в независимости от типа транзистора) для индуктивной нагрузки показана на рис. 3.17.

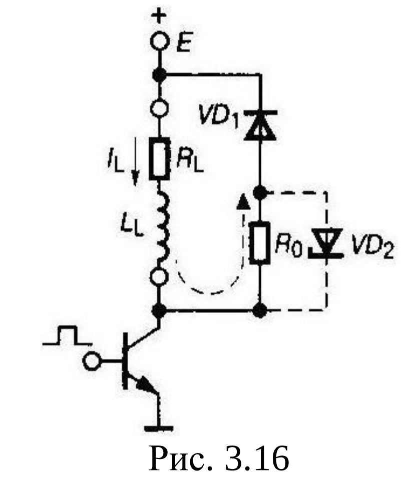
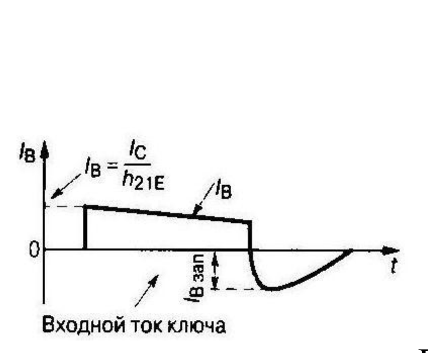


Рис. 3.16

Бросок тока в переходном процессе включения обусловлен процессом восстановления запирающих свойств шунтирующего диода, при этом нарастание тока в транзисторе происходит при амплитуде напряжения на ключе, близком к напряжению питания. В переходном процессе выключения наблюдается всплеск напряжения на транзисторе, что связано с конечным временем включения шунтирующего диода и паразитными индуктивностями монтажных соединений.



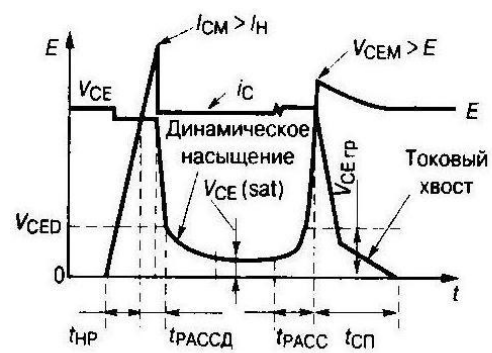


Рис. 3.17

Спад тока транзистора при этом происходит при выходном напряжении, равном напряжению питания. Таким образом, мгновенные значения выделяющейся в транзисторе мощности и при включении, и при выключении достаточно велики. Траектория рабочей точки ключа для данного режима переключения показана на рис. 3.18 и без значительного запаса потоку и напряжению выходит за границы допустимой ОБР.

Очевидно, что представленные проблемы связаны с очень большой скоростью нарастания силового тока ключа при включении и аналогичной скоростью изменения выходного напряжения при выключении. Изменение траектории движения рабочей точки транзистора при индуктивной нагрузке достигается за счет увеличения фронтов изменения тока при включении и напряжения при выключении. В первом случае последовательно с транзистором включают линейную индуктивность L_0. Чтобы энергия, запасаемая в данной индуктивности, не приводила к всплескам напряжения на ключе, подключают также дополнительную цепь восстановления, например шунтирующий диод, аналогично основной индуктивности нагрузки (рис. 3.19).

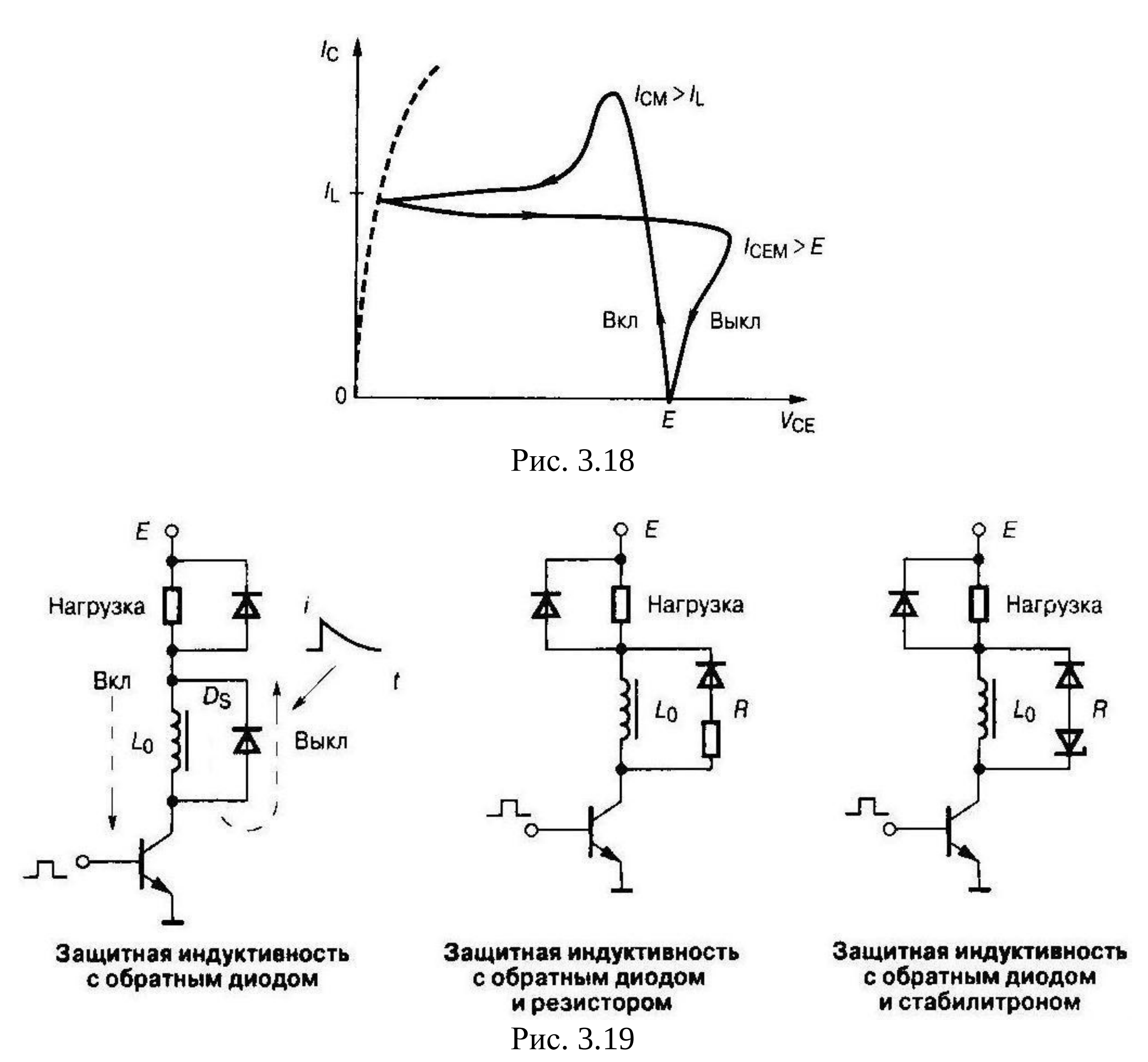


Рис. 3.18

Рис. 3.19

Чем больше величина дополнительной индуктивности, тем длиннее фронт нарастания тока. Величина L_0 при этом не оказывает влияния на фронт спада напряжения при включении транзистора. Траектория движения рабочей точки теперь выглядит так, как это показано на рис. 3.20.

Параметр N, влияющий на изменение траектории, учитывает величину дополнительной индуктивности, причем количественно представляет собой отношение фронта нарастания тока, определяемого значением L_0, к фронту спада напряжения, определяемого типом транзистора. Для увеличения фронта нарастания напряжения при выключении транзистора используют параллельную емкость с дополнительным диодом и резистором (рис. 3.21).

Резистор предназначен для ограничения сброса энергии, запасаемой в защитной емкости, в транзистор при его включении и шунтируется диодом на этапе выключения. Чем больше величина защитной емкости, тем длиннее фронт нарастания напряжения на ключе при запирании.

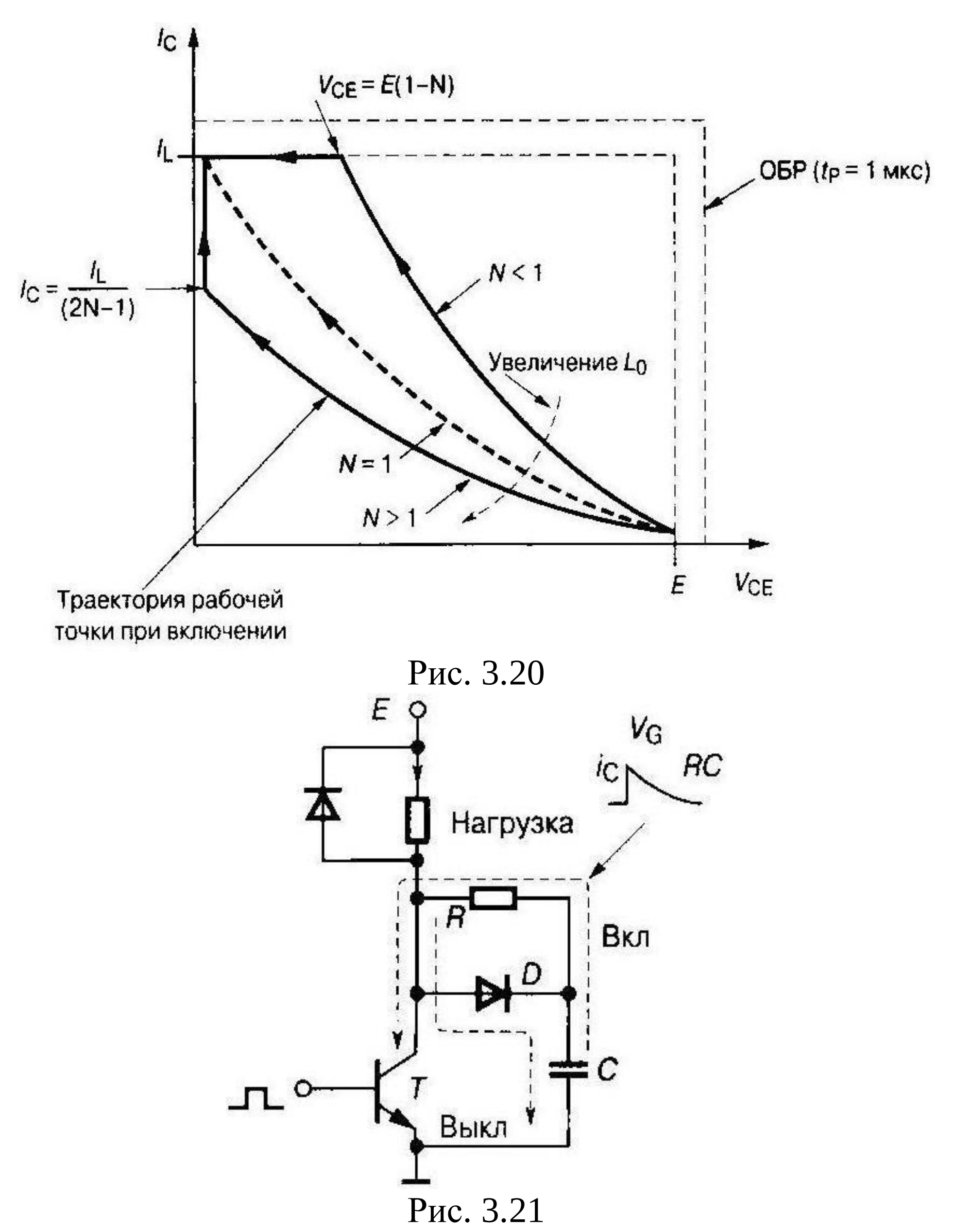


Рис. 3.20

Рис. 3.21

Величина Co при этом не оказывает влияния на фронт спада тока. Траектория движения рабочей точки ключа с защитной емкостью показана на рис. 3.22. Параметр M, влияющий на изменение траектории, учитывает величину защитной емкости, а количественно представляет собой отношение фронта нарастания напряжения, определяемого значением Co, к фронту спада тока, определяемого типом транзистора.

С точки зрения обеспечения безопасной работы транзистора желательно увеличивать параметры N и M, т.е. увеличивать величину защитной индуктивности и емкости.

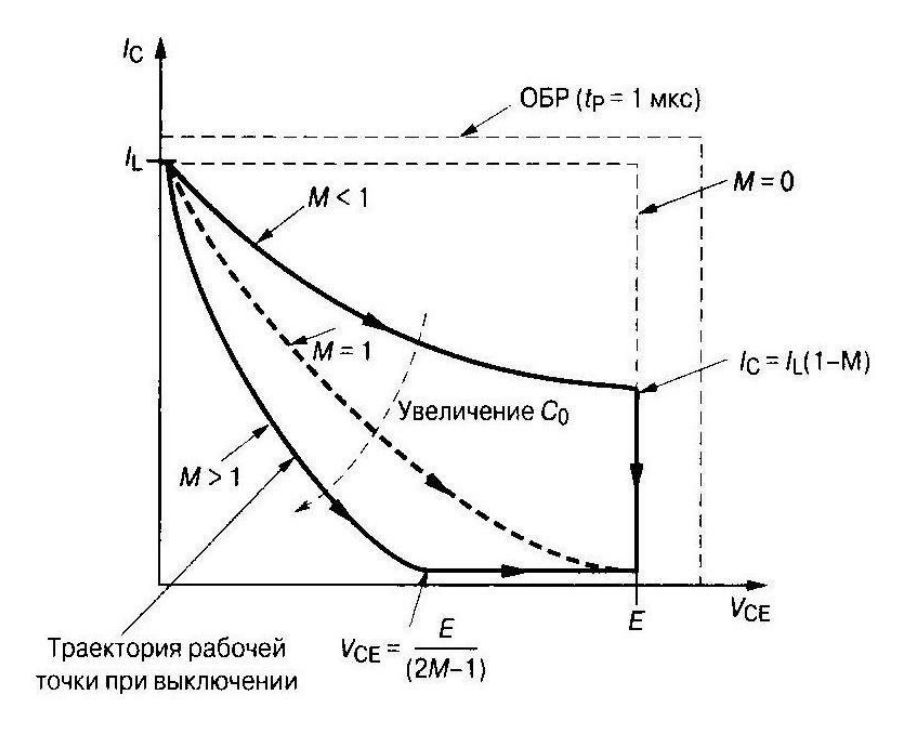


Рис. 3.22

Однако при этом возрастают потери в дополнительных цепях, которые могут существенно ухудшить энергетические показатели схемы. По этой причине параметры защитных цепочек для транзисторных схем оптимизируют. Одним из критериев такой оптимизации выбирают минимум суммарных потерь в транзисторном ключе и защитной цепи. Теоретически данный минимум составляет 55.6% от потерь в ключе без применения защитных цепей, как на этапе включения, так и выключения при значениях N = M = 0.67. Для данного случая значения защитной индуктивности и емкости могут быть рассчитаны по формулам:

$$L_o \approx 0.22\frac{E \cdot t_{FV}}{I_L} \quad (3.1)$$

$$C_0 \approx 0.22\frac{I_L \cdot t_{FI}}{E} \quad (3.2)$$

где E - напряжение питания ключа;
I_L- непрерывный ток нагрузки;
t_{FV} - фронт спада напряжения;
t_{FI} - фронт спада тока.

Таким образом, грамотное применение защитных цепей не только обеспечивает безопасную траекторию переключения, но и уменьшает общие потери, рационально перераспределяя их между транзистором и дополнительными элементами. На рис. 3.23 показана защитная цепь, представляющая собой объединенный вариант двух рассмотренных примеров.

В данной схеме сокращается общее количество дополнительных элементов за счет некоторого увеличения напряжения на транзисторе и мощности, рассеиваемой в резисторе R_0. Мощность потерь в резисторе

определяется энергией, запасаемой в защитной индуктивности L_0 и конденсаторе Со, соответственно в открытом и закрытом состоянии ключа:

$$P_0 = 0.5\left(L_0 I_L^2 + C_0 E^2\right) f \qquad (3.3)$$

где f— частота коммутации транзистора.

Величина Ro выбирается из условий полного разряда конденсатора Со при включении транзистора и уменьшения до нулевого значения тока в индуктивности L при выключении. Как правило, эти условия обеспечиваются, если постоянные времени R_0C_0 и L_0/R_0 в несколько раз меньше соответственно интервалов включенного и выключенного состояния транзистора.

Как следует из уравнения (3.3), рассеиваемая мощность пропорциональна частоте переключения транзистора. На относительно высоких частотах эти потери могут стать ограничивающим фактором применения рассмотренных цепей защиты. По этой причине более выгодно использовать схемы, в которых запасаемая в защитных элементах энергия либо возвращается в источник питания (рекуперируется), либо передается в нагрузку. Один из вариантов таких схем показан на рис. 3.24.

В данной схеме при отпирании транзистора энергия, запасенная в защитном конденсаторе C_0, передается в дополнительный конденсатор С1.

При выключении транзистора энергия от индуктивности L_0 и конденсатора С1 через диоды V_{D0} и V_{D1} передается в нагрузку. Рассеивается лишь небольшая доля энергии, определяемая потерями в диодах и активных сопротивлениях монтажных проводов и обмоток индуктивности L_0.

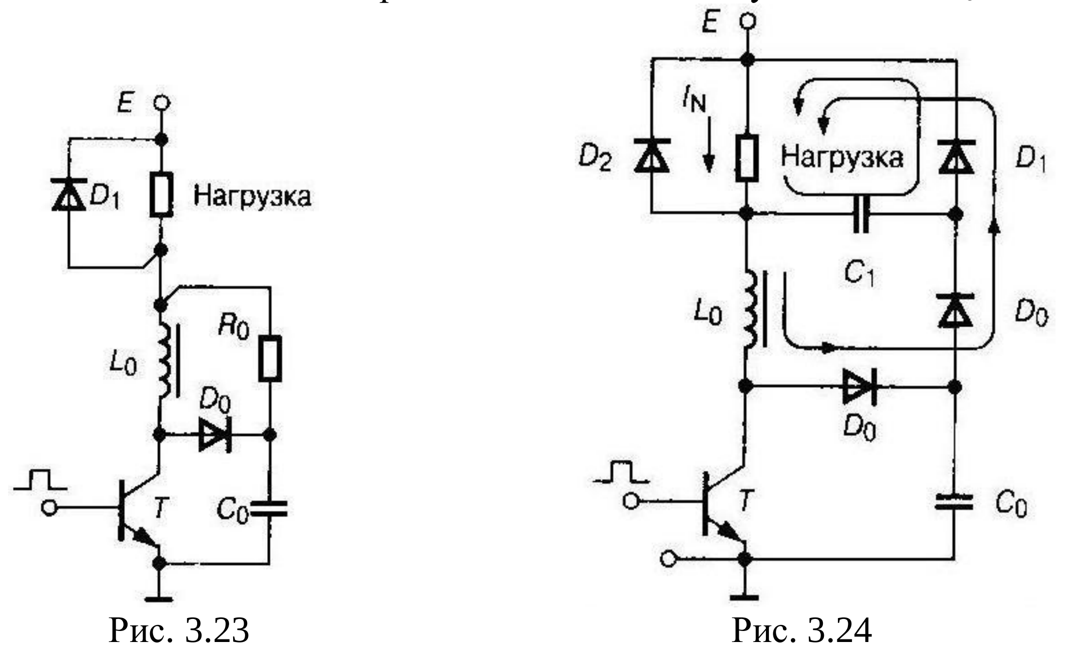


Рис. 3.23 Рис. 3.24

3.3.2. Защитные цепи тиристорных ключей

Для силовых транзисторов и запираемых тиристоров практически используют одни и те же схемные способы защиты в переходных процессах переключения [6]. Однако более высокие амплитуды коммутируемых токов и

мощностей определяют дополнительное воздействие паразитных элементов схемы на переходные характеристики. При этом изменяются формы коммутируемых токов и напряжений, что накладывает дополнительные требования при расчете защитных цепей.

Для запираемых тиристоров с допустимой скоростью изменения анодного тока в несколько сотен ампер на микросекунду функцию защитного дросселя могут выполнять паразитные индуктивности монтажа. С другой стороны, нужно очень тщательно подходить к оценке параметра di/dt и выбирать необходимую скорость не только по предельно допустимой величине. Дело в том, что при превышении некоторого порога скорости все составляющие времени включения GTO начинают резко возрастать. При этом ухудшаются частотные и динамические свойства тиристора, а также растет мощность потерь в структуре. Поэтому наиболее оптимальным вариантом при включении тиристора является режим, при котором анодное напряжение снижается до уровня насыщения при относительно малом токе коллектора (10...40 А). При этом используют схему защиты с насыщающимся дросселем (рис. 3.25).

Для данного дросселя используют кольцевой сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса Увеличение анодного тока в схеме с насыщающимся реактором возможно только после промежутка времени, определяемого магнитными характеристиками и геометрией сердечника, а также выходным напряжением ключа:

$$\Delta t = \frac{N \cdot E}{\Delta B \cdot S} \qquad (3.4)$$

где N — число витков дросселя;
E— напряжение питания ключа;
B — изменение индукции магнитопровода;
S — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Начальный ток ключа определяется током намагничивания сердечника и рассчитывается по формуле:

$$\Delta I_0 = \frac{H_C \cdot L}{N} \qquad (3.5)$$

где Hc — напряженность магнитного поля (коэрцитивная сила) сердечника; L — средняя длина кольцевого сердечника.

Диаграмма анодного тока при включении тиристора показана на рис. 3.26.

Сброс или рассеяние энергии, накопленной в паразитных или специально введенных индуктивностях анодной цепи, при выключении тиристора без защитных мер может явиться причиной выхода прибора из строя. Во избежание этого параллельно GTO включают демпфирующую RCD-цепь (рис. 3.27).

Рис.3.25

Данная цепь в тиристорном ключе играет важную роль с точки зрения повышения коммутирующей способности GTO, поскольку кроме функций ограничения скорости и всплесков напряжений обеспечивает также:

1. Ускорение процесса спада анодного тока при условии минимизации паразитной индуктивности защитной цепи.
2. Разделение во времени процессов спада тока и нарастания напряжения, что существенно снижает мощность потерь при выключении, если учитывать большой остаточный ток ключа. Диаграмма изменения напряжения на тиристоре с демпфирующей цепью при выключении представлена на рис. 3.28.

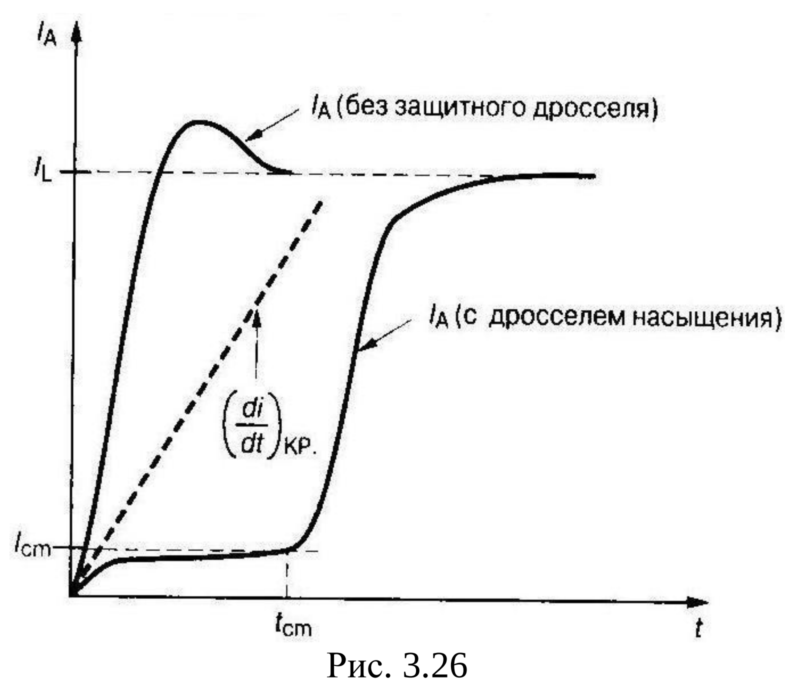


Рис. 3.26

Первый всплеск напряжения V1 в выходной цепи тиристора обусловлен наличием паразитной индуктивности в самой демпферной цепи. Данный скачок не должен превышать определенного уровня, задаваемого для конкретного типа тиристора (не более нескольких сотен вольт). Для обеспечения минимальной паразитной индуктивности (см. Табл. 3.1) площадь контура демпферной цепи должна быть предельно малой. То же относится к конструктивным особенностям защитного конденсатора и демпферного диода, при этом паразитная индуктивность конденсатора может быть снижена за счет использования параллельной сборки, а демпферный диод следует выбирать с низкоиндуктивным корпусом.

Второй всплеск напряжения V2 обусловлен индуктивностью анодной цепи тиристора и даже несколько снижается с ростом индуктивности демпферной цепи. На амплитуду отрицательного всплеска ΔV_A влияют величина резистора R_0 и заряд восстановления обратной блокирующей способности демпферного диода Qrr. Чем больше их величины, тем более глубоким является провал V3. При увеличении Ro выше некоторого предельного значения возможен даже перепад анодного напряжения ниже нулевого уровня, что критично для тиристоров GTO с анодной шунтировкой.

После всплеска V3 анодное напряжение на тиристоре восстанавливается со скоростью, пропорциональной амплитуде провала, что может привести к повторному включению прибора, если снят импульс отрицательного управления.

При выборе элементов защитной цепи тиристора используют следующий подход:

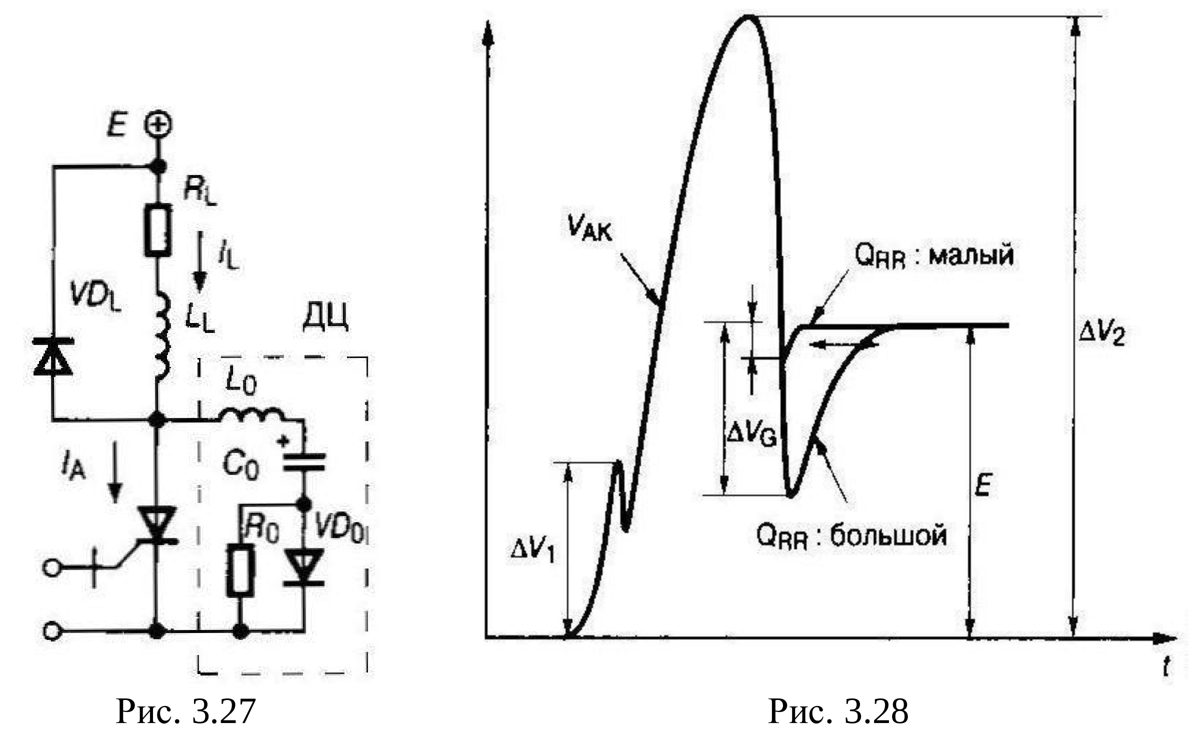


Рис. 3.27 Рис. 3.28

1. Защитную емкость выбирают из условия обеспечения допустимой скорости изменения анодного напряжения:

$$C_0 \geq I_{TM} / (dV/dt)_{KP} \quad (3.6)$$

где Iтм — максимальный анодный ток перед коммутацией;

$(dV/dt)_{KP}$ — критическая скорость нарастания анодного напряжения.

2. Сопротивление Ro выбирается на напряжение, до которого заряжается защитный конденсатор, и на необходимую мощность рассеиваемой энергии. Величина Ro ограничена снизу допустимой амплитудой тока включения тиристора, а сверху — скоростью полного разряда Co в течение длительности открытого состояния тиристора tn:

$$\frac{V_0}{I_{TO}} < R_0 < \frac{t_n}{3C_0} \quad (3.7)$$

где Vo — напряжение на защитном конденсаторе перед включением тиристора (обычно это напряжение питания ключа E).

I_{TO} — допустимый ток включения GTO.

3. Демпферный диод выбирается по классу напряжения, соответствующему силовому ключу и среднему току на порядок меньшему, чем средний ток тиристора. Данный диод должен быть высокочастотным с быстрым восстановлением и минимально возможным параметром Qrr. После выбора

элементов демпферной цепи амплитуды всплесков анодного напряжения ΔV1 и ΔV2 можно приближенно оценить по формулам:

$$\Delta V_1 \approx 0.9\, I_{TM}\, (2L_{S2}/t_{GF} + t_{GF}/(3C_0) \tag{3.8}$$

$$\Delta V_2 \approx E + I_{TM}\, (1/(\omega C_0) - L_{S2}\omega) \tag{3.9}$$

где L_{S2} — паразитная индуктивность защитной цепи;
t_{GF} — фронт спада анодного тока тиристора;

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{S1}C_0}}$$

L_{S1} — паразитная индуктивность силовых шин.
Мощность, рассеиваемая в резисторе R_0, определяется выражением:

$$P_0 = 0.5\, C_0 V_0 f \tag{3.10}$$

где f— частота коммутации тиристора.
Суммарная мощность, рассеиваемая в GTO и демпферной цепи, постоянна и определяется током нагрузки и индуктивностью анодной цепи L_{S1}. Поэтому чем больше мощность, выделяемая на R_0, тем меньше мощность потерь в структуре ключа, что улучшает условия его выключения.

3.3.3. Защитные цепи силовых модулей

Силовые модули благодаря своей компактности позволяют получать конструкцию преобразовательных схем с минимальной паразитной индуктивностью.

Такие схемы обеспечивают внешние индуктивности монтажа менее 100 нГн, что все равно считается слишком большой величиной для уровней, преобразуемых токов. Поэтому и в данном случае прибегают к помощи защитных цепочек.

Обычные RCD-цепи, включаемые параллельно отдельному силовому ключу, хотя и обеспечивают безопасную траекторию переключения, приводят к высоким дополнительным потерям (рис. 3.29).

Применение таких схем ограничено низкой частотой переключения силовых ключей и используется в основном для модулей биполярного типа на частоте коммутации 1...2 кГц [6]. Для уменьшения дополнительных потерь в преобразователях на рабочие токи 10...100 А можно подключить защитную цепь параллельно отдельному плечу мостовой схемы, или параллельно всей схеме, если она выполнена на основе единого модуля (рис. 3.30). При этом потери в схеме будут определяться только всплесками напряжения из-за влияния паразитных индуктивностей монтажа, поскольку защитный конденсатор не разряжается через отдельный ключ на каждом такте коммутации. Для силовых схем на токи 150...300 А, в которых применяются двухэлементные модули, для защиты от перенапряжений к выходу модуля подключают отдельный высокочастотный конденсатор. Данный элемент выполняет ту же защитную функцию, что и стандартная RCD-цепочка при

двухтактном режиме работы схемы. При этом также не происходит разряда конденсатора через отдельный ключ (рис. 3.31).

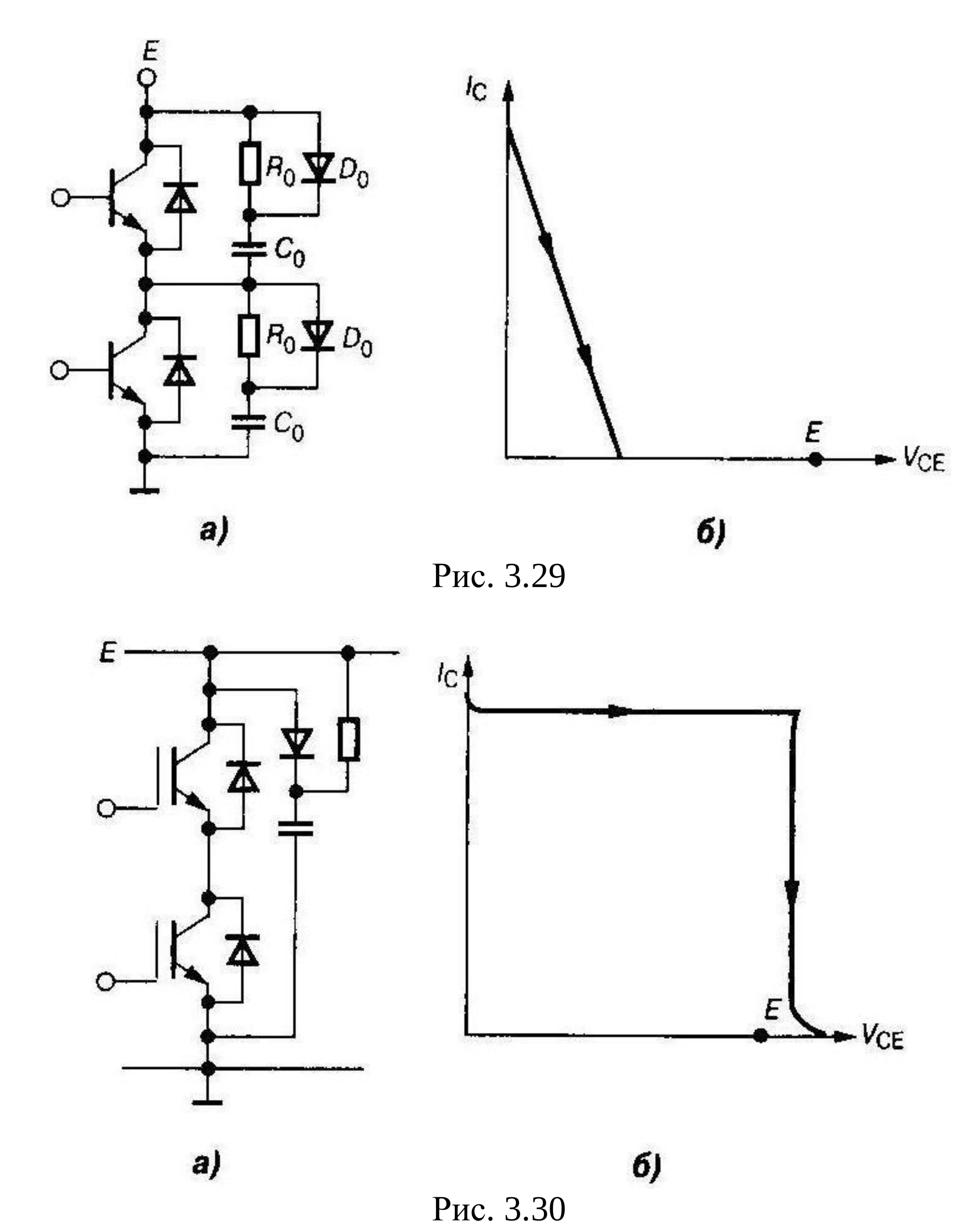


Рис. 3.29

Рис. 3.30

Недостатком рассматриваемого варианта является возможность возникновения резонансных колебаний между защитным конденсатором и паразитными индуктивностями монтажных соединений.

При рабочих токах более 400 А силовые модули выполняются в виде отдельных ключей.

Используются также параллельные сборки модулей. Для схем мостовой конфигурации в данном случае применяют защитные RCD-цепи, в которых резисторы подключаются перекрестно, т.е. к противоположным монтажным шинам схемы (рис. 3.32). При параллельном соединении модулей данные цепи подключаются к каждому отдельному плечу схемы.

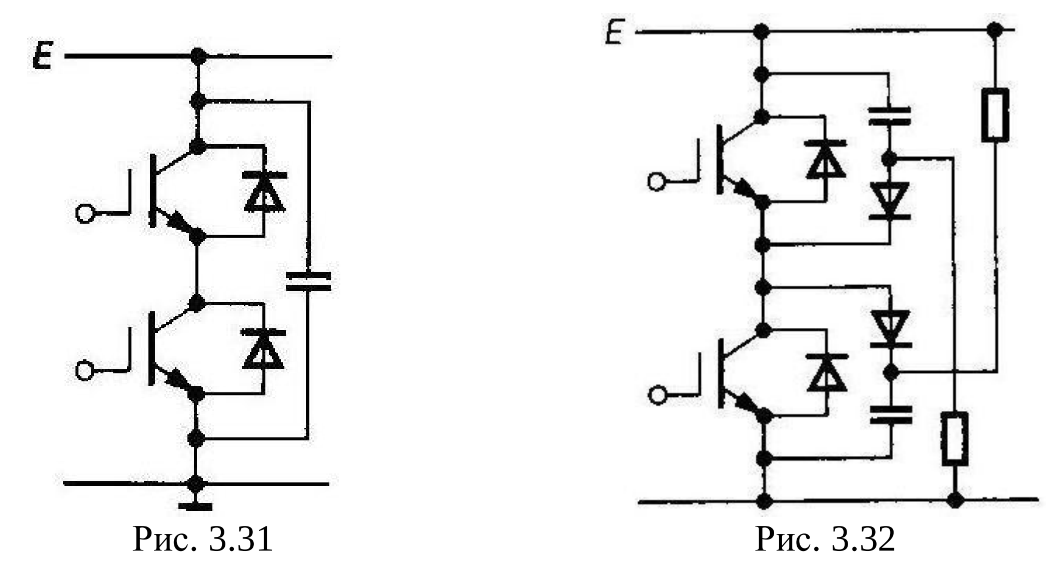


Рис. 3.31 Рис. 3.32

Осциллограмма напряжения на запираемом ключе для представленных схем защиты (кроме стандартной RCD-схемы рис. 3.29) показана на рис. 3.33. Начальный всплеск напряжения V1 определяется величиной паразитной индуктивности в контуре защитной цепи L_{S2}. После этого выходное напряжение увеличивается за счет заряда защитного конденсатора энергией, накопленной в паразитных индуктивностях монтажных шин L_{S1}.

Если установить допустимые значения всплесков напряжения ΔV1 и ΔV2 можно рассчитать параметры защитных цепей.

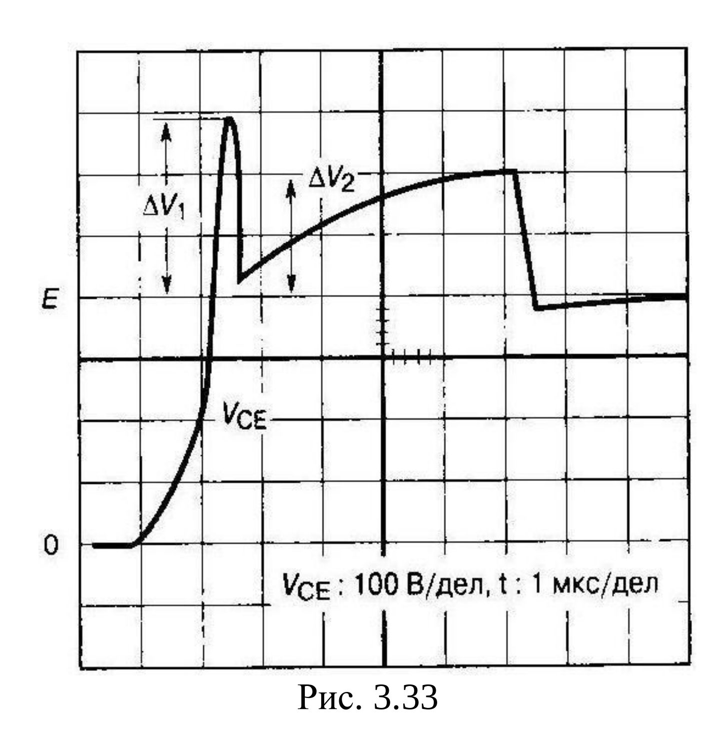


Рис. 3.33

Индуктивность цепи снаббера определяется выражением:

$$L_{S2} \le \frac{\Delta V_1}{di/dt} \tag{3.11}$$

где (di/dt) — скорость нарастания тока в открывающемся ключе, или скорость спада тока в противофазном диоде.

Например, для IGBT-модулей данную скорость оценивают как произведение постоянного коэффициента к = 0.02 А/нс на класс ключа по току. Для модуля на силовой ток 400 А получаем скорость изменения тока 8 А/нс.

При этом минимально допустимая паразитная индуктивность LS2 =12.5 нГн (для допустимого всплеска Шл = 100 В).

Величина защитной емкости определяется по величине энергии, накопленной в паразитной индуктивности L_{S1}:

$$C_0 \geq \frac{L_{s1} I_0^2}{\Delta V_2^2} \tag{3.12}$$

где I_o — номинальный ток нагрузки в силовой схеме.

При допустимой паразитной индуктивности монтажа I_{S1} = 50 нГн для токов нагрузки 400 А и всплеске ΔV_2 =100 В получаем величину Со = 0.8 мкФ.

Ограничение скорости нарастания тока при включении силовых ключей модулей осуществляется либо по входной цепи управления для транзисторных вариантов, либо с применением защитных индуктивных цепочек, например, как это показано для полумостовой схемы GTO-тиристоров (рис. 3.34).

В преобразователе мощностью 60 кВт потери в дополнительных защитных цепях стандартной конфигурации составляют 1300... 1500 Вт. По этой причине используют также схемы с рекуперацией энергии в источник питания, например, как в варианте рис. 3.35.

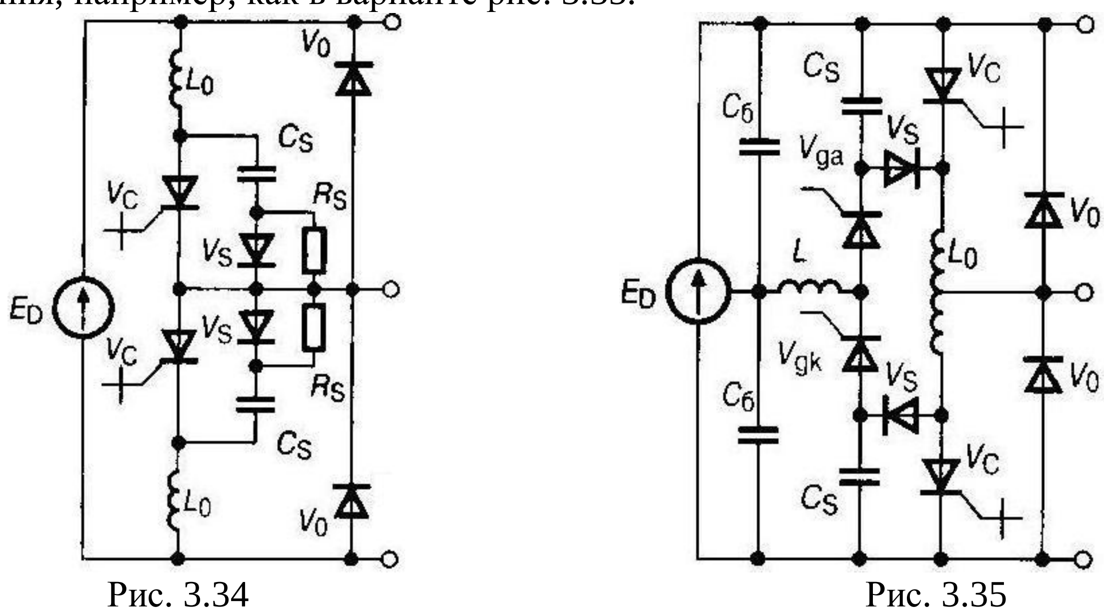


Рис. 3.34 Рис. 3.35

В представленной схеме энергия из защитного конденсатора передается в источник питания при промежуточном накоплении в индуктивности резонансного LC-контура. Для данного энергообмена приходится использовать дополнительные ключи, что значительно усложняет схему, но является оправданным, поскольку потери в дополнительных цепях снижаются во много раз (до 50...75 Вт).

3.4. Защита силовых ключей от режимов короткого замыкания

Пассивные методы защиты, рассмотренные в предыдущем разделе, помогают силовым ключам в переходных процессах токовой перегрузки. Однако важной задачей является также определение момента начала возможного процесса длительной токовой перегрузки. Частично эти задачи возлагаются на дополнительные элементы защиты в виде плавких предохранителей и автоматов отключения питания [6]. Однако быстродействие данных устройств составляет единицы, а то и десятки миллисекунд, что для многих типов силовых ключей является катастрофично долгим. Очевидно, что методы быстродействующей защиты микросекундного диапазона действия должны основываться на электронных схемах. Частично эти функции возлагают на драйверы современных силовых ключей.

При токовой перегрузке силовой ключ должен оставаться в границах короткозамкнутой ОБР в течение всего периода запирания. Для транзисторных приборов данная характеристика приводится в справочных данных, для тиристорных ключей учитывают параметры ударного тока и защитного показателя (см. главу 3). Контроль режима перегрузки осуществляют либо с помощью датчиков тока, либо по выходному напряжению ключа. Для биполярных транзисторов возможен также контроль напряжения входной цепи, поскольку напряжение на переходе база—эмиттер увеличивается с ростом тока нагрузки (рис. 3.36).

Применение контроля входного напряжения ограничено отдельным типом силового ключа. Недостатки свойственны также вариантам на основе датчиков тока:

1. Применение последовательных резисторов приводит к дополнительным потерям и перегреву элементов, что снижает надежность схемы. Кроме этого, необходимо учитывать, что требуются резисторы относительно большой мощности и с низкой собственной индуктивностью.
2. Импульсные трансформаторы тока относительно дороги и нетехнологичны и требуют дополнительного контроля за состоянием магнитного насыщения.

По указанным причинам наибольшее применение находят схемы контроля, анализирующие уровень выходного напряжения открытого ключа.

Структурная схема, реализующая данный вариант, показана на рис. 3.37. Элементом контроля выходного напряжения ключа является импульсный диод, включенный между одним из входов компаратора схемы контроля и выходной точкой силового ключа.

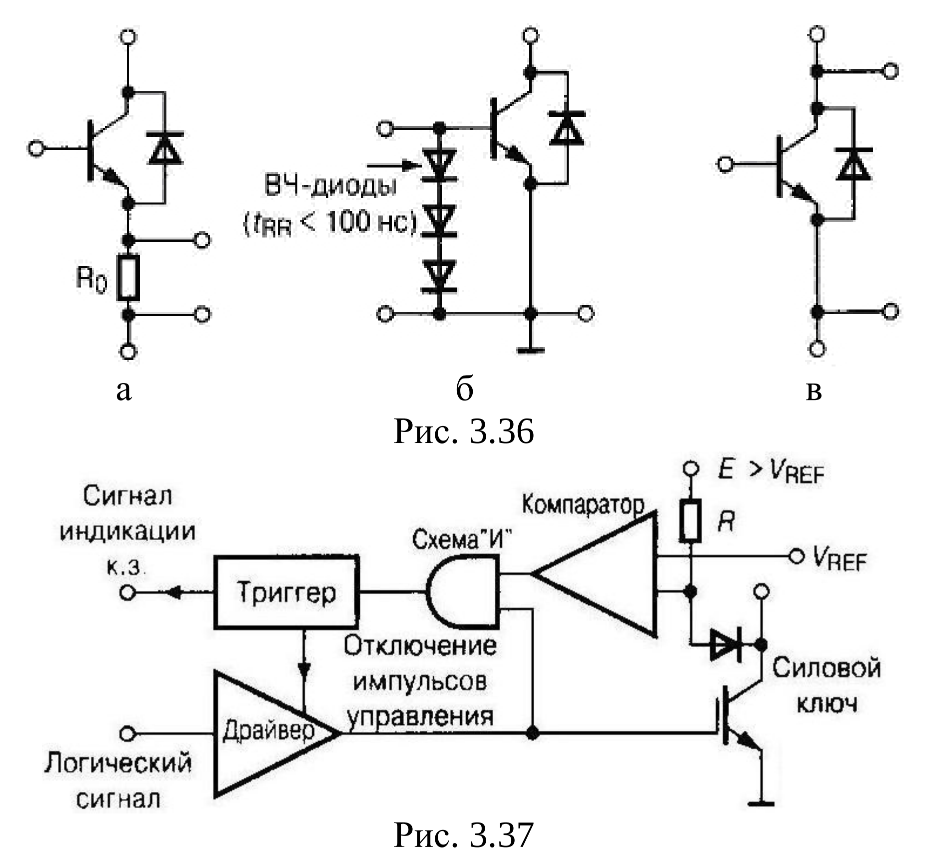


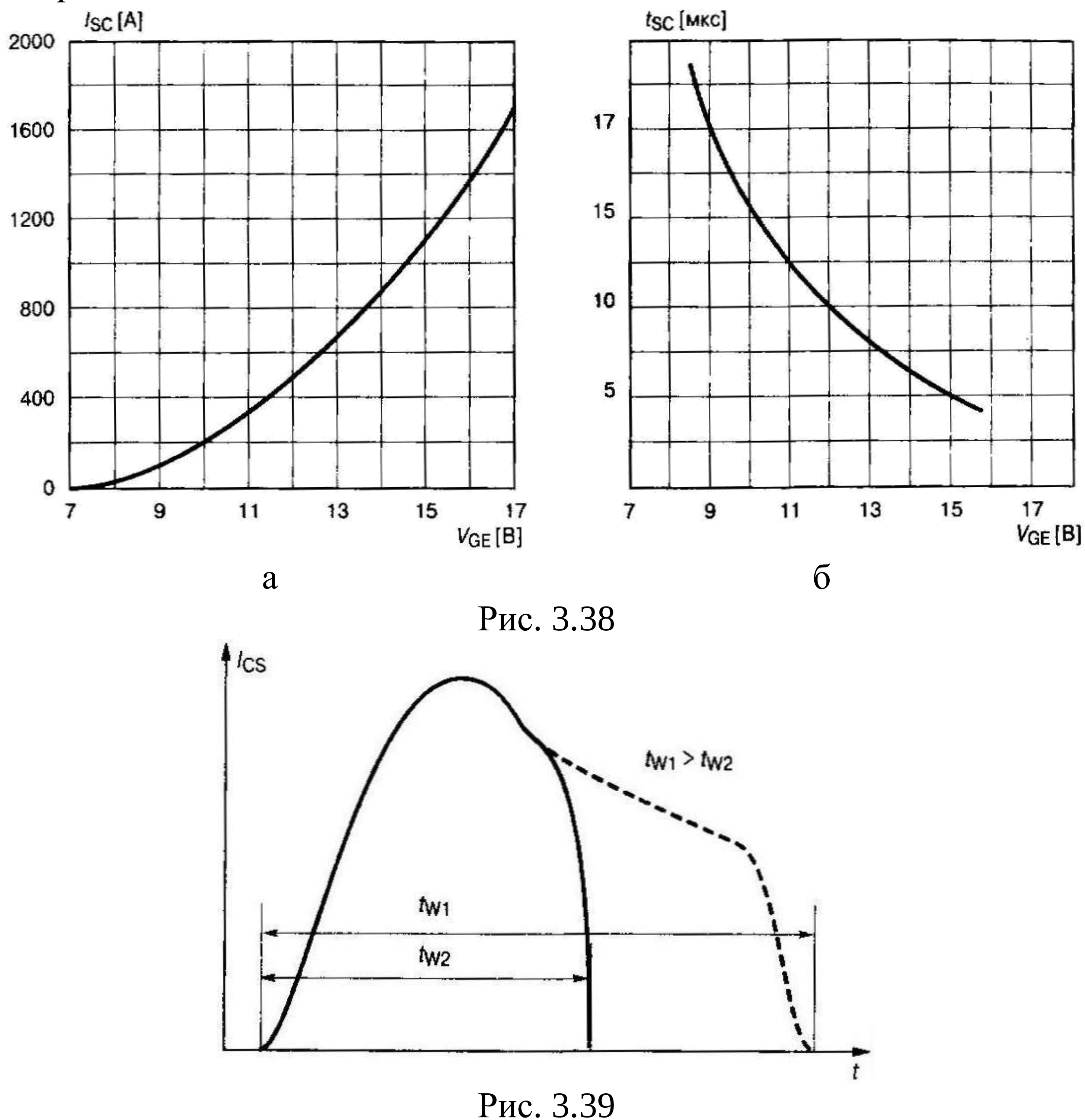
Рис. 3.36

Рис. 3.37

В нормальном режиме работы данный диод находится в открытом состоянии, а его катод через открытый ключ соединяется с общей шиной драйвера управления. В режиме перегрузки по току выходное напряжение силового ключа увеличивается, что приводит к запиранию контролирующего диода. При этом на выходе компаратора появляется импульс, который через логическую схему «И» поступает на вход элемента памяти (триггера). После переброски выходного уровня триггера соответствующие информационные сигналы поступают в схему драйвера для отключения импульсов управления и в дополнительные каналы для индикации режима перегрузки, а также в таймерную систему, обеспечивающую через определенный промежуток времени переустановку всех элементов системы в исходное состояние. Снятие импульсов управления в течение допустимого промежутка времени, определяемого аварийной ОБР, является одним из простейших способов защиты ключей. При этом следует учитывать тот факт, что в ключах транзисторного типа происходит прерывание силового тока повышенной амплитуды, что может сопровождаться серьезным перенапряжением, как в выходной, так и во входной цепи прибора. И следует учитывать все те рекомендации, какие были приведены в предыдущих разделах по пассивным схемам защиты. В ключах тиристорного типа выключение из аварийного режима производят не по цепи управления, а с помощью дополнительных устройств отключения силового тока. Для современных силовых ключей, управляемых по цепи изолированного затвора, используются также методы регулируемого выхода из режима токовой перегрузки. Данные методы основаны на зависимости амплитуды токовой перегрузки и длительности

возможного пребывания в режиме короткого замыкания от управляющего напряжения (рис. 3.38).

Анализ представленных зависимостей показывает, что уменьшение управляющего напряжения со стандартного уровня 15 В до 8... 10 В позволяет эффективно уменьшать аварийный ток в несколько раз при двух-трех-кратном расширении допустимого времени перегрузки. На рис. 3.39 показана осциллограмма изменения формы аварийного тока ключа при увеличении длительности интервала перегрузки. Как видно, выключение во втором случае происходит с меньшей амплитуды силового тока, что уменьшает всплеск перенапряжений.



а б

Рис. 3.38

Рис. 3.39

Поэтому системы защиты силовых ключей, встраиваемые в драйверы, используют следующие методы снятия управляющего воздействия:

1. Мгновенное отключение импульса управления в течение заданного интервала времени после поступления сигнала о перегрузке.

2. Ступенчатое уменьшение амплитуды импульса управления с 15 В до 8...10 В при перегрузке с последующим отключением до нулевого уровня по прошествии максимально разрешенного временного интервала.

3. Плавное снижение амплитуды импульса управления в оптимальном временном интервале для уменьшения амплитуды тока короткого замыкания.

Структурная схема драйвера типа M57962L фирмы «Mitsubishi Electric» для управления мощными IGBT, которая реализует третий из перечисленных вариантов защиты при токовой перегрузке, представлена на рис. 3.40. Дополнительно к уже рассмотренному варианту определения режима перегрузки (см. рис. 3.37) в данной структуре представлен блок таймерной схемы и блок плавного отключения сигнала управления.

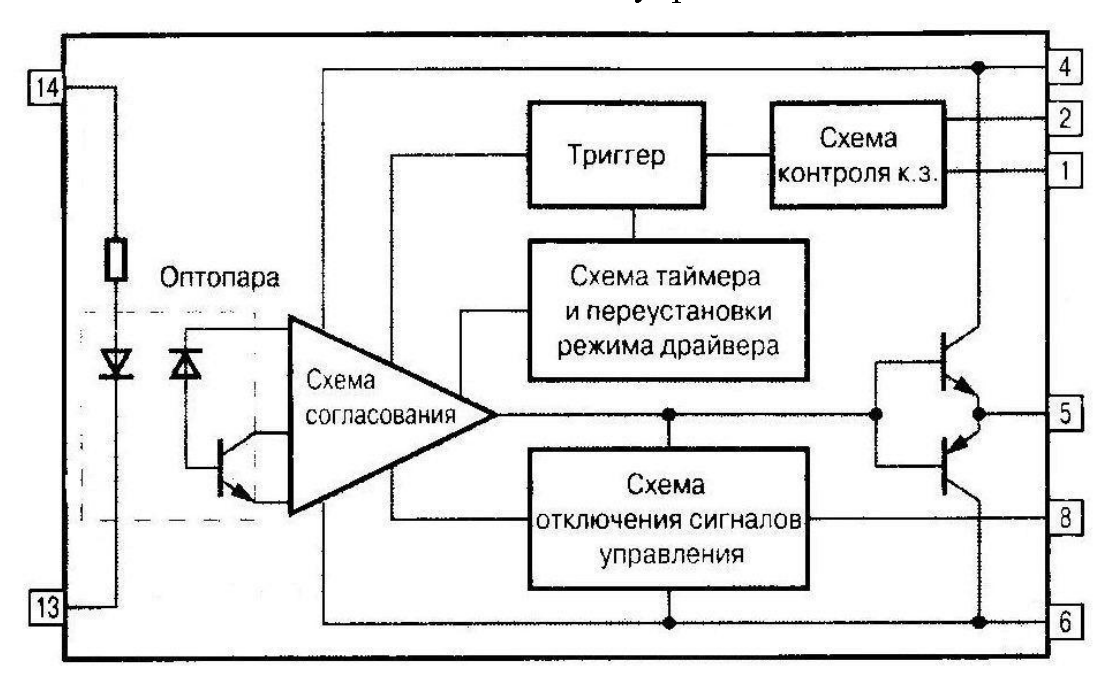


Рис. 3.40

Более полное представление о работе системы в режиме короткого замыкания позволяет получить алгоритм взаимодействия структурных частей схемы, показанный на рис. 3.41.

Дадим краткие пояснения к основным блокам алгоритма:

1. Начало контроля режима токовой перегрузки. Для правильной организации режима контроля предварительно необходимо настроить систему по уровню срабатывания защиты и времени задержки до начала контроля. Некоторые драйверы допускают регулировку уровня срабатывания защиты, если они предназначены для использования с силовыми ключами, имеющими разное напряжение насыщения. Время задержки начала контроля необходимо для установления параметров драйвера при пусковых режимах, а также для полного установления напряжения на открытом ключе в переходном процессе включения (рис. 3.42). Изменение параметров защиты осуществляется внешними дополнительными элементами (резисторы конденсаторы), подключаемыми к специальным выводам драйвера.

2. Определение режима перегрузки. Функции данного блока уже были рассмотрены ранее (см. рис. 3.37).

3. Плавное отключение входного сигнала. Запуск таймера и индикация режима перегрузки. Запуск таймера производится на относительно большой

интервал времени 1...2 мс, в течение которого должны сработать все остальные системы защиты, если аварийная перегрузка действительно носит серьезный характер. Индикация режима перегрузки осуществляется подключением внешней цепи, как правило, на основе оптопар. Работа данного блока защиты демонстрируется на рис. 3.43.

4. Окончание таймерного периода.

5. Проверка присутствия логического входного сигнала в схеме драйвера. Если данные сигналы сняты, происходит переход к следующему блоку алгоритма.

6. Перезагрузка всех элементов защиты драйвера, т.е. установка исходного состояния для очередного режима контроля. Для наглядного примера на рис. 3.44 показаны осциллограммы напряжения на основных выходных клеммах драйвера (выходная цепь управляющего сигнала и на входе цепи контроля перегрузки), а также переходный процесс в силовом ключе в режиме защиты от токовой перегрузки.

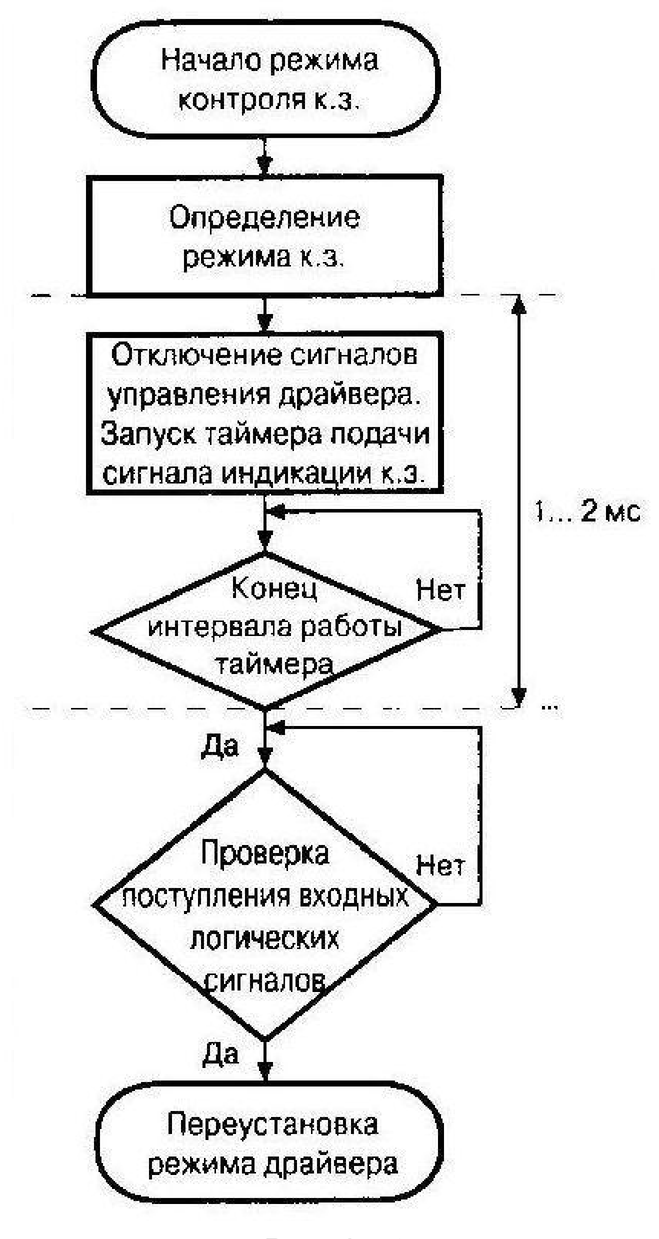


Рис. 3.41

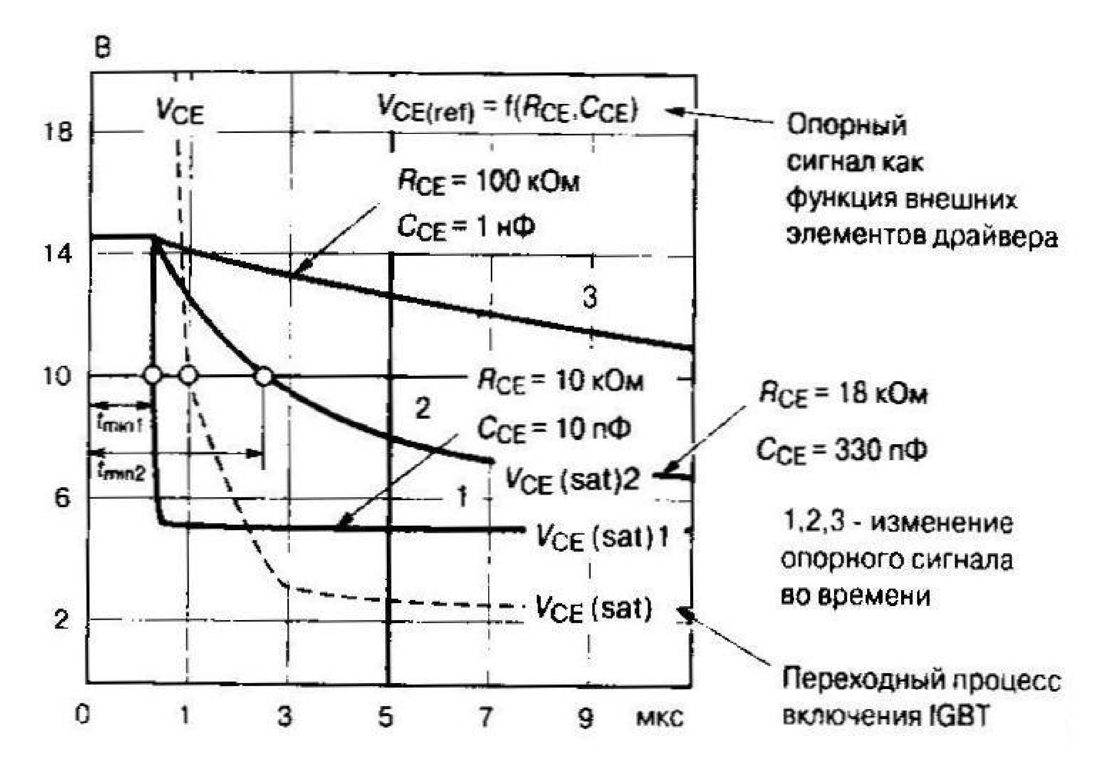
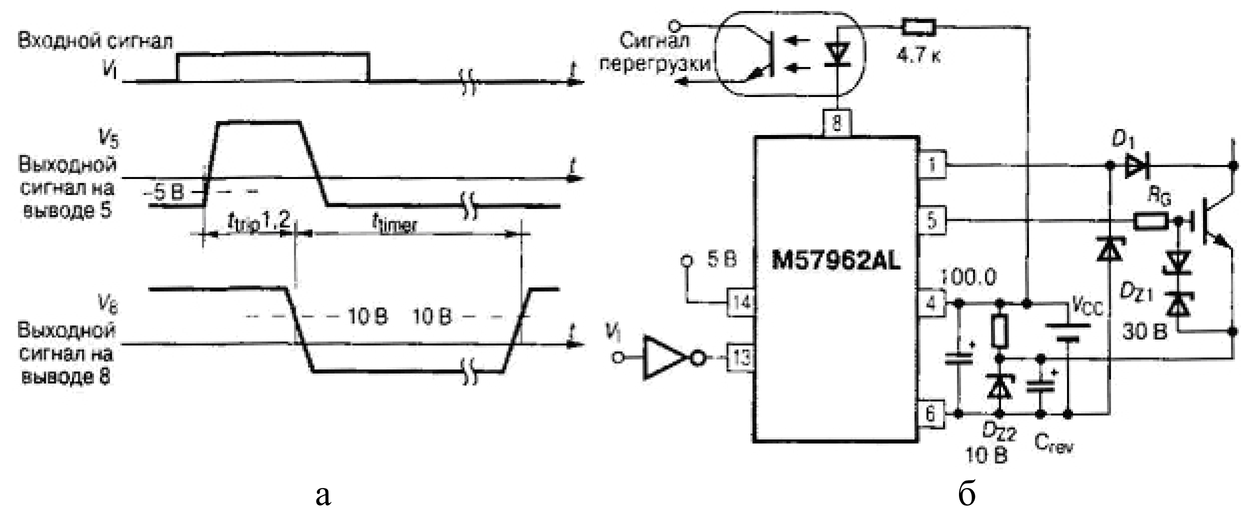
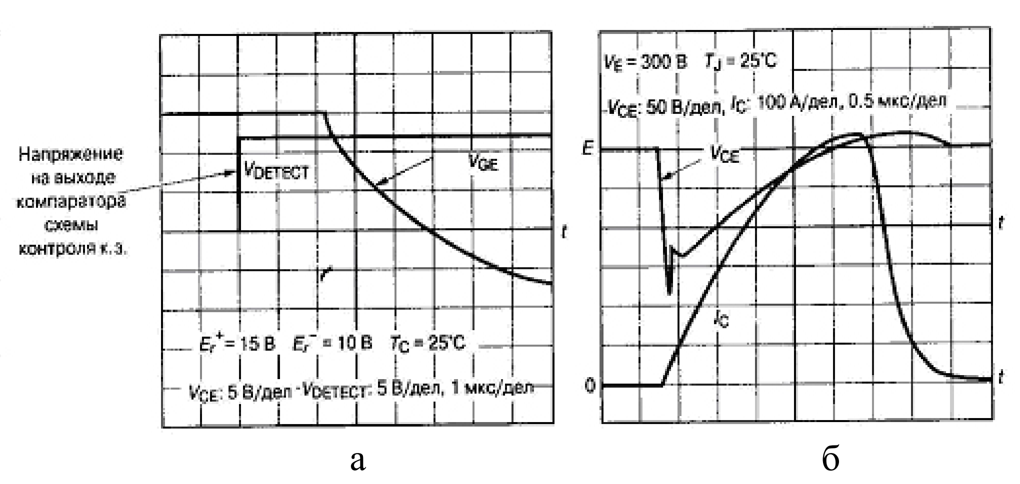


Рис. 3.42



а б

Рис. 3.43



а б

Рис. 3.44

Амплитуда токовой перегрузки в режиме короткого замыкания IGBT типа CM100DY-12E составила 650 А. Отключение аварийного тока произведено в течение времени менее 4 мкс при относительно небольшом всплеске в выходной цепи ключа (несколько десятков вольт).

Драйверы, предназначенные для управления силовыми ключами в мостовых схемах, осуществляют также контроль за временем перекрытия при совместной работе приборов одного плеча, что эквивалентно режиму короткого замыкания. Реализация данной функции показана на рис. 3.45.

Следует заметить, что время задержки подачи импульса управления на очередной ключ можно также изменить подключением дополнительного резистора к специальным выводам драйвера.

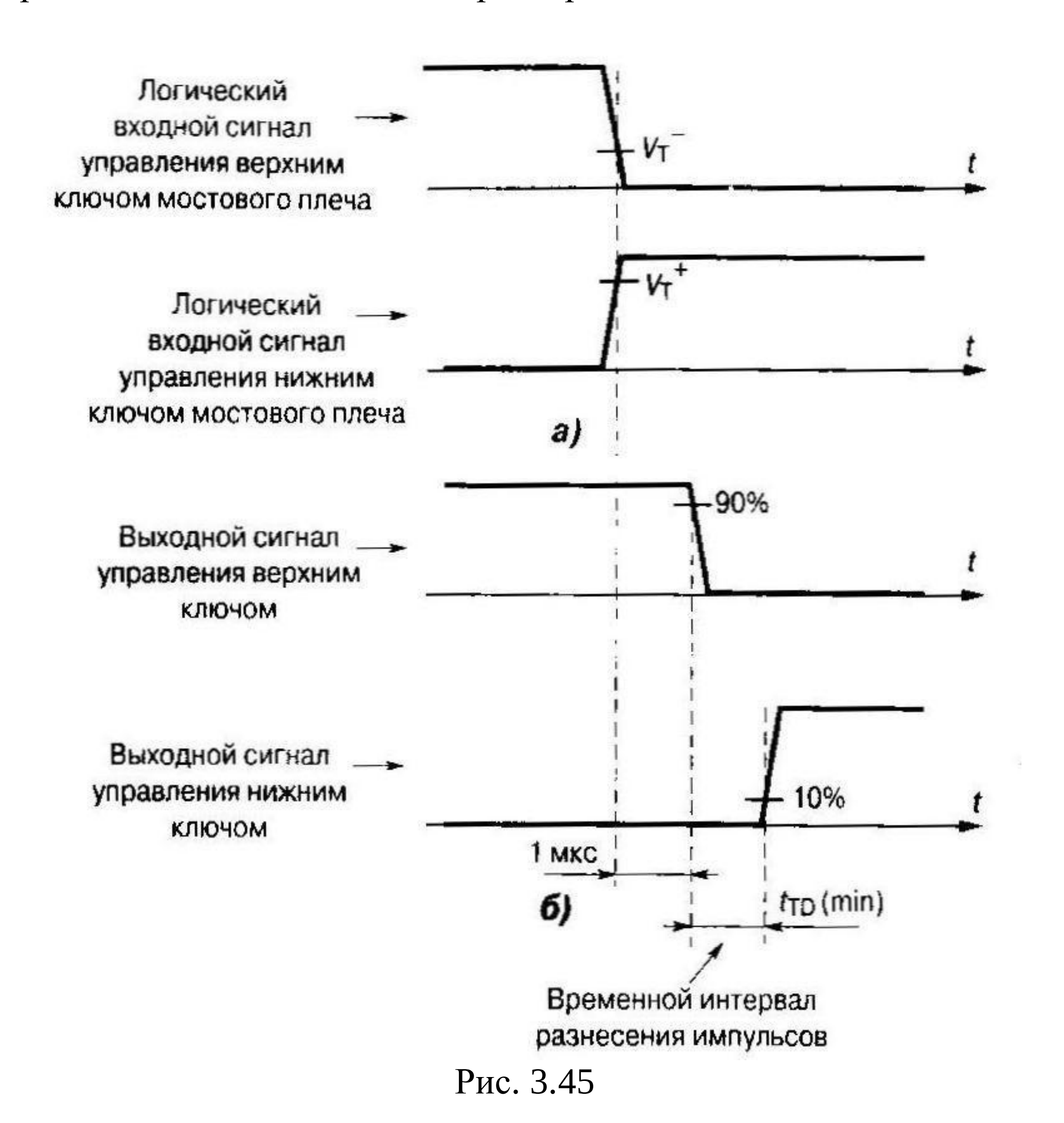


Рис. 3.45

3.5. Силовые ключи с интегрированной системой защиты

Одной из основных тенденций развития современных силовых ключей, основанной на достижениях монолитной и гибридной технологий, является объединение в едином корпусе прибора функций переключателя, его управления и защиты. Данные приборы, получившие название «разумные»

(Smart) или интеллектуальные (Intelligent), позволяют избавиться от громоздких и неэкономичных дополнительных цепей защиты, среди уже достаточно широкого перечня подобных приборов можно выделить следующие основные группы:

1. Силовые ключи с одной или несколькими встроенными системами защиты. Для управления данными приборами требуется применение внешнего драйвера. Эти ключи, называемые также самозащищенными, обеспечивают защиту от перенапряжений, токовых-перегрузок и температурных воздействий.

2. Силовые ключи с интегрированными функциями защиты и управления. Данные приборы получили название силовых интегральных схем (Power Integrated Circuits) и, как правило, разрабатываются для конкретной области применения, например в ключевых источниках электропитания, или схемах управления электродвигателями на мощности до единиц киловатт.

3. Силовые интеллектуальные модули IPM (Intelligent Power Modules.).

Данные схемы строятся на базе IGBT-ключей для применения в преобразователях на десятки и сотни киловатт мощности нагрузки.

Детальное рассмотрение всех функций и возможностей этих интересных и перспективных приборов может составить отдельную книгу, поэтому остановимся только на основных моментах, относящихся к защитным свойствам «разумных» ключей.

Одним из главных недостатков биполярных транзисторов является необходимость удаления избыточного накопленного заряда при выключении, Это сопровождается увеличением временного параметра, называемого временем рассасывания. При достаточно глубоком насыщении ключа время рассасывания может увеличиваться до единиц, а то и десятков микросекунд.

Это не только ухудшает динамические свойства транзистора, но и может приводить к режимам перегрузки, например, в схемах мостовой конфигурации. Для решения проблемы используют цепи нелинейной обратной связи, что существенно усложняет схемотехнику устройства (как минимум четыре дополнительных диода на ключ), или применяют систему пропорционального токового управления, что дополнительно нагружает систему формирователя импульсов. В серии транзисторов PowerLux-D2 фирмы «ON-Semiconductor» данная проблема решена на интегральном уровне. Если в многоячейковой структуре биполярного транзистора (см. главу 2) диффузию верхнего эмиттерного слоя проводить только в каждой второй ячейке, получится прибор, эквивалентная схема которого показана на рис. 3.46.

Данная схема представляет собой ненасыщенный ключ, в котором при начале положительного смещения в цепи коллекторного перехода открывается регулирующий транзистор, автоматически отводящий избыток базового тока управления.

На базе рассмотренных ранее SENSE-структур силовых транзисторов создаются ключи с защитой от токовой перегрузки.

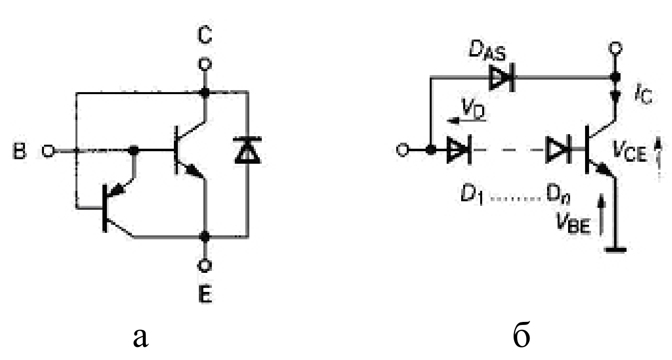


Рис.3.46

Принцип защиты основан на применении дополнительного транзистора, включенного параллельно входной цепи силового ключа и управляемого от SENSE-вывода его структуры. Пример данной токовой защиты показан на рис. 3.47 для мощного МДП-транзистора серии SMARTDISCRETES фирмы «ON-Semiconductor». В режиме токовой перегрузки смещение на резисторе R2, через который течет ток, пропорциональный основному, увеличивается до уровня отпирания защитного транзистора.

При этом происходит закорачивание входной цепи силового ключа. Аналогичный принцип защиты от режима короткого замыкания и развития триггерного эффекта используется в NLU-IGBT-ключах фирмы "Fuji Electric" (NLU-Non Latch Up) (рис. 3.48). В данных приборах в корпус силового ключа встроен дополнительный кристалл защитного МДП-транзистора, пороговое напряжение которого согласовано с допустимым уровнем токовой перегрузки. Применение интегрированной защитной схемы позволяет увеличить длительность пребывания IGBT в режиме короткого замыкания до 25...30 мкс.

Встроенные системы защиты от перенапряжений основаны на ограничительных свойствах диодов со стабилитронной характеристикой. Данные диоды размещаются в корпусе силового ключа параллельно входной, проходной или выходной цепи (рис. 3.49).

В качестве датчиков температуры кристалла силового ключа используются различные температурочувствительные элементы (Temperature Sensor), сигнал от которых используется для прерывания сигналов управления, при превышении температурой допустимого значения. Применяют как специальные датчики температуры в виде термопары с относительно быстрой постоянной времени (до 250 мс), которые приклеиваются непосредственно к кристаллу силового ключа (рис. 3.50), так и температурочувствительные полупроводниковые элементы, например, диоды в структуре мощных МДП-транзисторов серии TempSENSE фирмы «IR» (рис. 3.51).

В качестве примера силовой интегральной схемы, в которой объединены все приведенные варианты интегрированных систем защиты, на рис. 3.52 представлен МДП-ключ серии PROFET фирмы «Infineon Technologies». Данный прибор имеет также встроенный драйвер, который управляется от информационного сигнала ТТЛ-уровня.

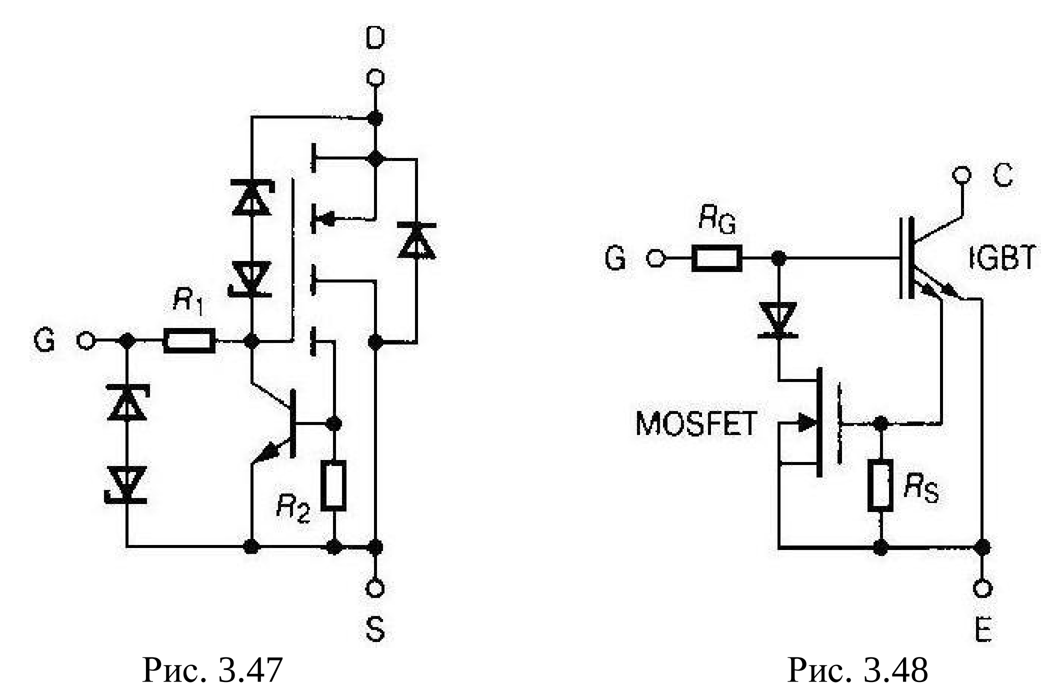


Рис. 3.47 Рис. 3.48

В режиме короткого замыкания МДП-ключ автоматически выключается, если длительность перегрузки превышает 40 мкс. Температурный датчик также обеспечивает выключение драйвера при увеличении перегрева структуры свыше 150°C. Диаграмма, иллюстрирующая работу систем защиты при токовой и температурной перегрузке, представлена на рис. 3.53.

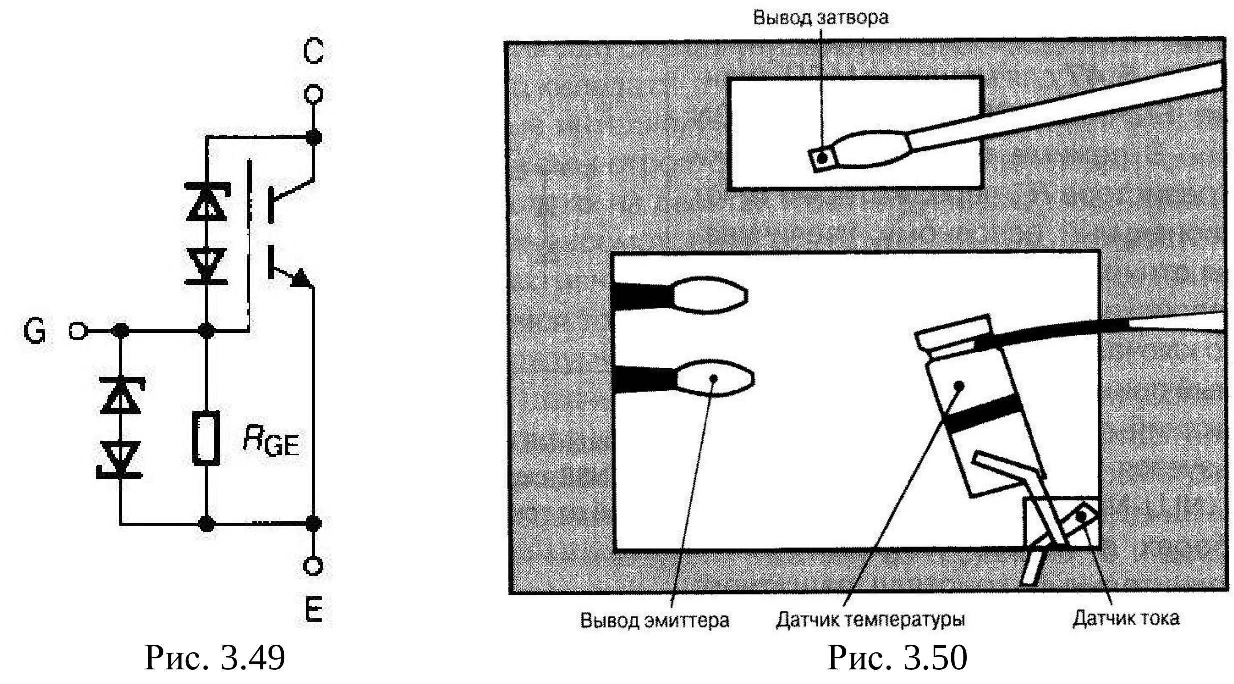


Рис. 3.49 Рис. 3.50

Для защиты от перенапряжения МДП-ключ снабжен стабилитронами, включенными параллельно выходной и проходной цепи основного транзистора. Корпус прибора, кроме того, обеспечивает повышенную стойкость к воздействию зарядов электростатического электричества.

На рис. 3.54 представлен пример еще одного МДП-ключа, выполненного в виде силовой интегральной схемы серии IR6000 фирмы «IR». Схема содержит встроенный драйвер и системы токовой и температурной защиты и может применяться в устройствах электронного зажигания ламп, а также для управления двигательной нагрузкой на мощность в несколько сотен ватт. Системы защиты МДП-ключа рассчитаны на максимальный выходной ток 7 А и температуру не выше 75°С.

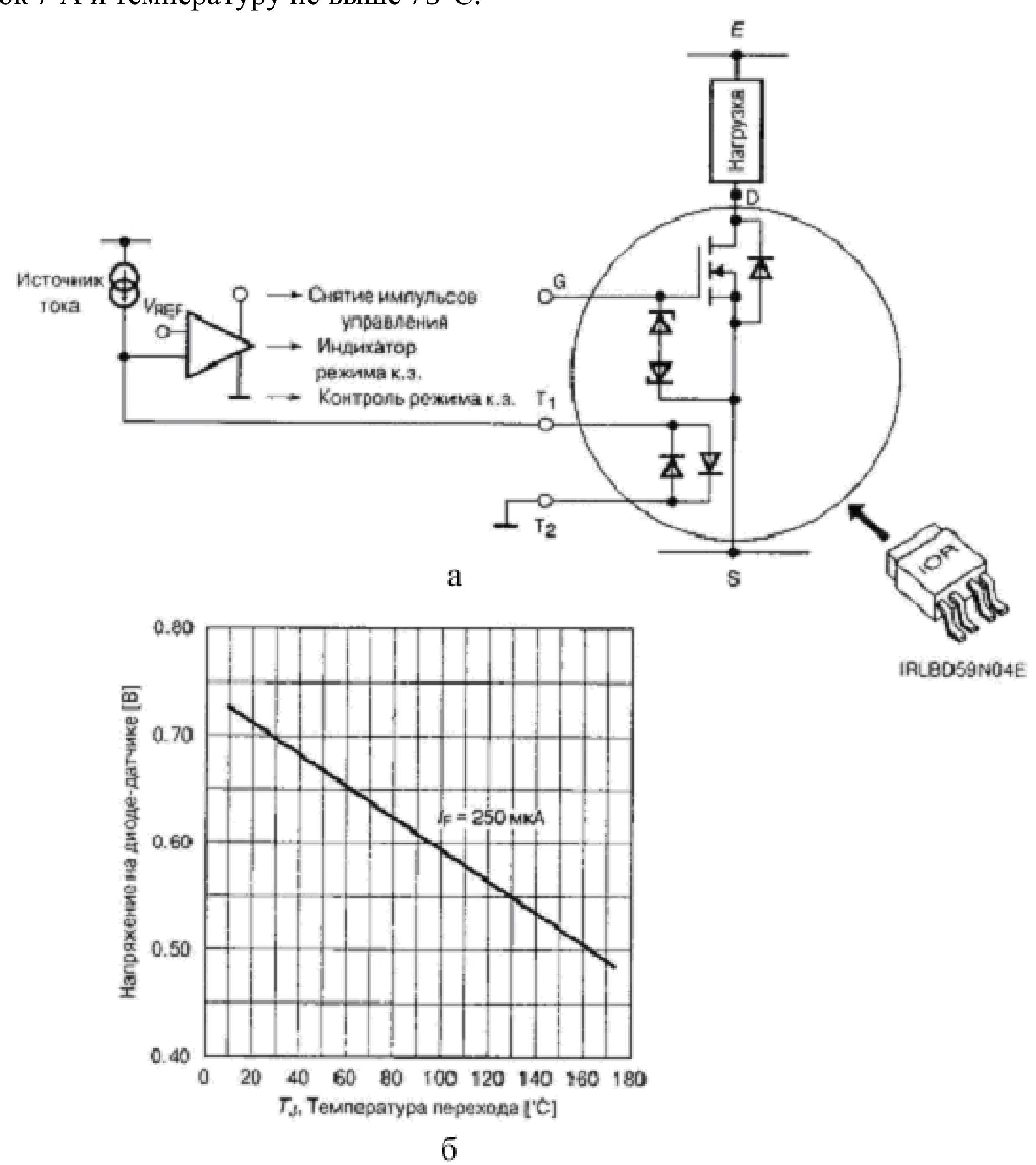


Рис. 3.51

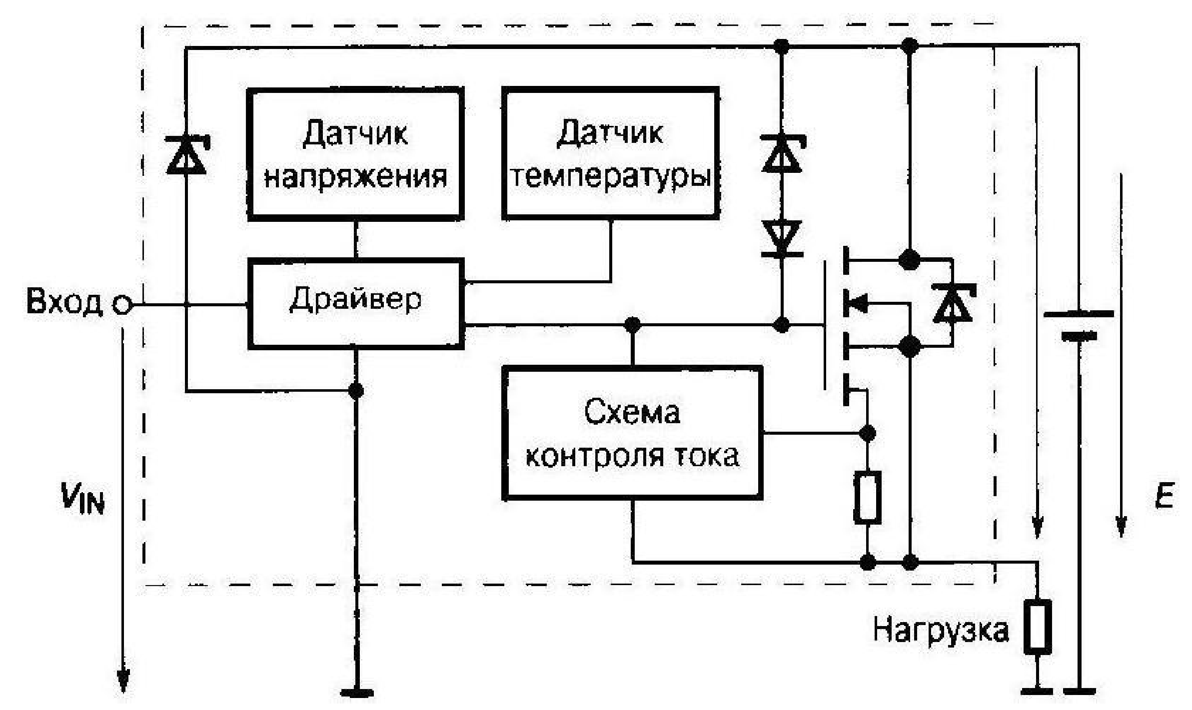


Рис. 3.52

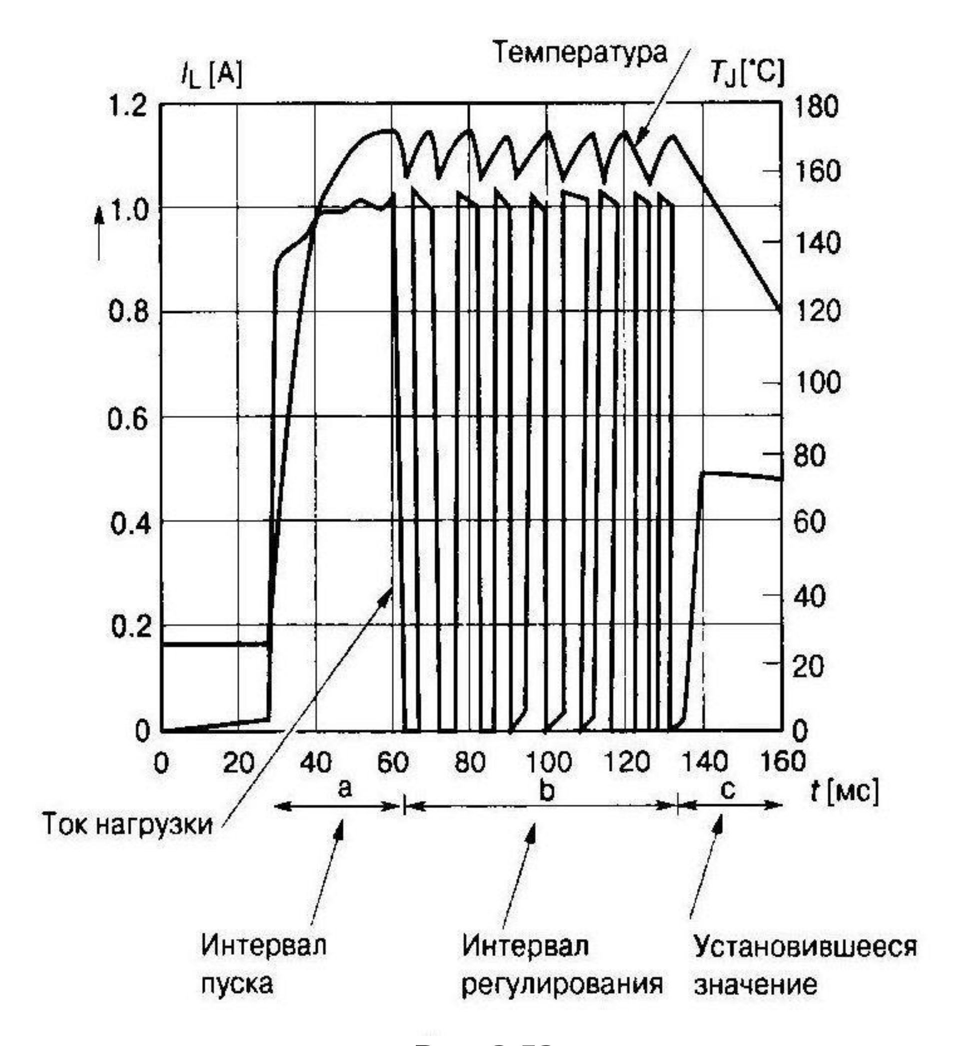


Рис. 3.53

На рис. 3.55 показаны осциллограммы управляющего напряжения транзистора и выходного тока при нормальном пусковом режиме и при режиме с токовой перегрузкой при работе на электронную лампу.

Структурная схема силового интеллектуального модуля IPM представлена на рис. 3.56.

Данная система выполняет следующие защитные функции:

1. Контроль за уровнем напряжения питания преобразователя.
2. Защита от токовой перегрузки.
3. Защита от режима короткого замыкания.
4. Температурная защита.

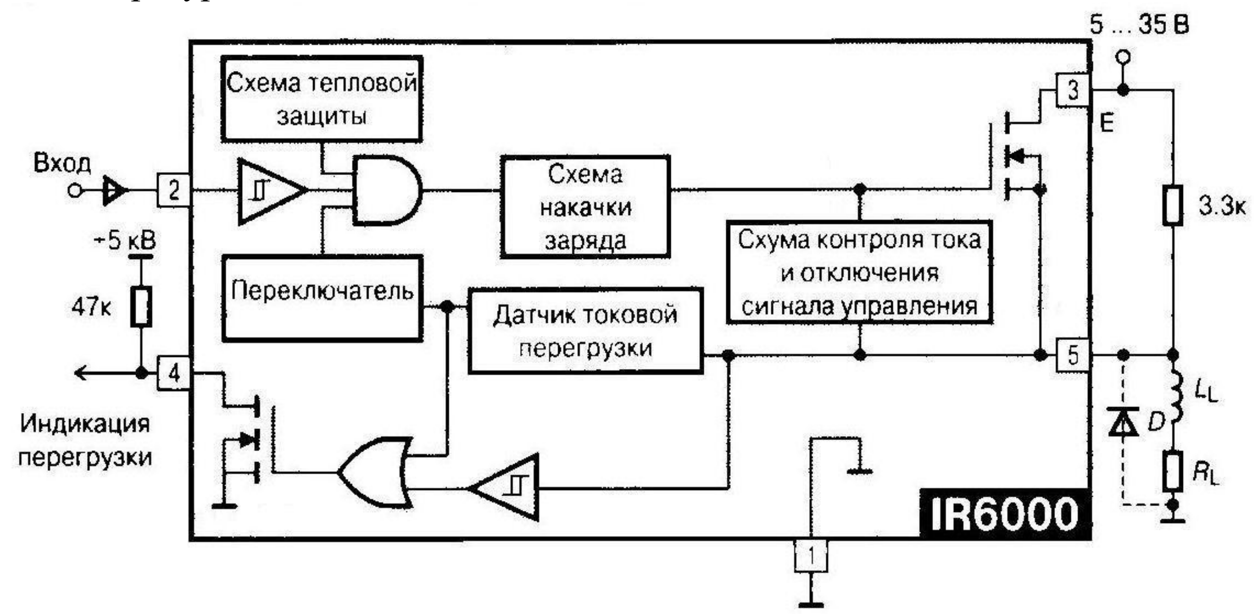


Рис. 3.54

По сигналу перегрузки от любой из перечисленных систем защиты драйвер прерывает подачу импульсов управления во входную цепь IGBT, При этом на выходе системы индикации режима перегрузки появляется информационный сигнал. В IPM третьего поколения применяется ускоренная система контроля режима токовой перегрузки, которая позволяет обнаружить аварийный процесс в течение интервала менее 100 нс. На рис. 3.57 показаны осциллограммы, иллюстрирующие прерывание тока короткого замыкания при использовании стандартного драйвера с функцией токовой защиты и при работе системы защиты IPM. Ускоренный режим обнаружения и отключения токовой перегрузки практически не сопровождается выбросами перенапряжений в схеме ключа.

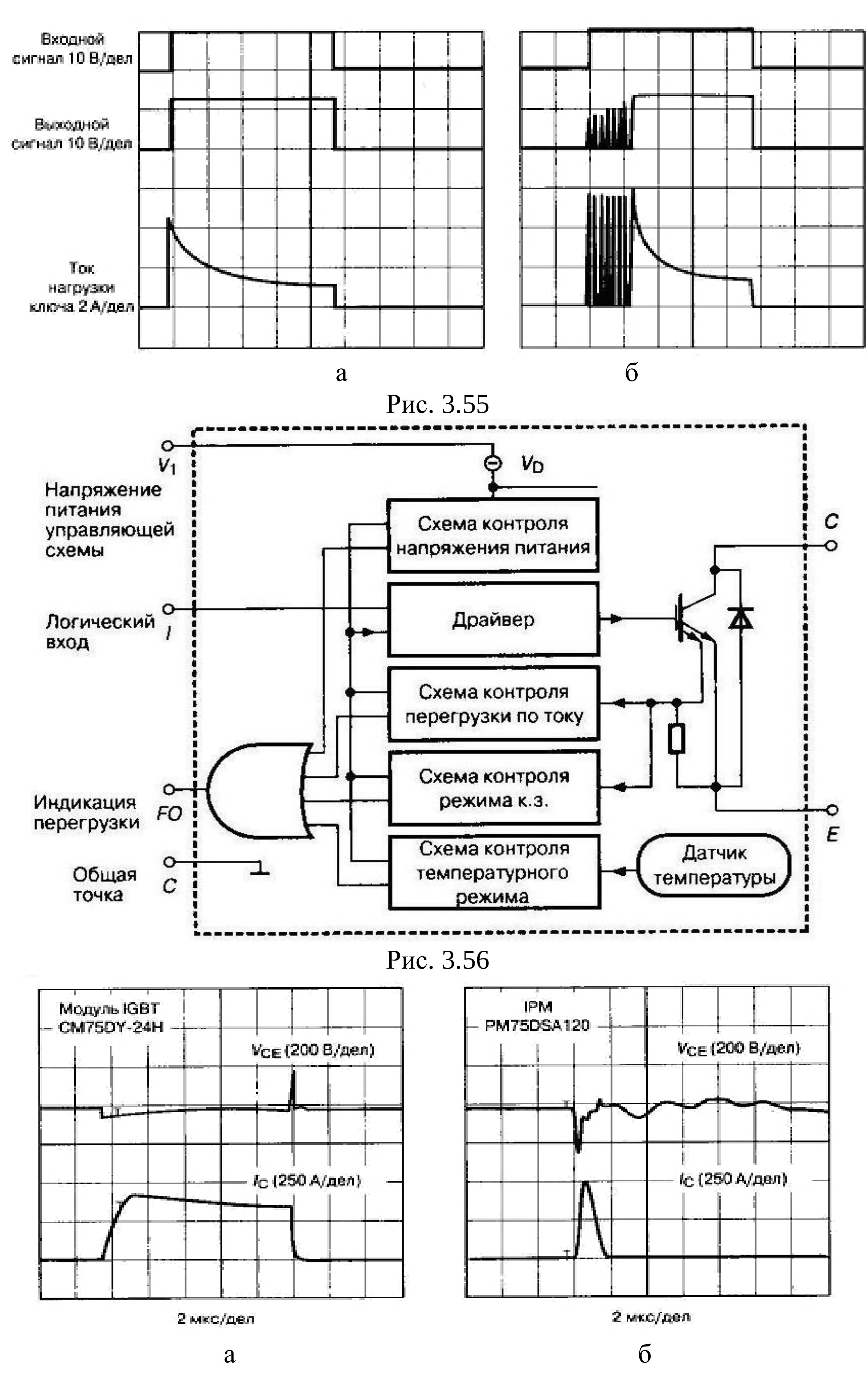


Рис. 3.55

Рис. 3.56

Рис. 3.57

ТЕМА 4. ПРИМИНЕНИЕ МОЩНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КЛЮЧЕЙ В СИЛОВЫХ СХЕМАХ

4.1. Основные области применения ключевых приборов

Несмотря на то, что представленные основные классы мощных ключевых приборов далеки от идеального совершенства, на сегодня можно констатировать факт, что не существует принципиальных ограничений для разработки высокоэффективных силовых устройств постоянного и переменного тока в самом широком диапазоне мощностей (от единиц ватт до десятков мегаватт). Такие устройства внедряются практически во все отрасли современной жизни (рис. 4.1).

Мощные полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), обладая лучшими характеристиками с точки зрения малых коммутационных потерь, высоких скоростей переключения и стойкости к режимам перегрузки, практически вытеснили силовые биполярные транзисторы из традиционных областей их применения [2,5].

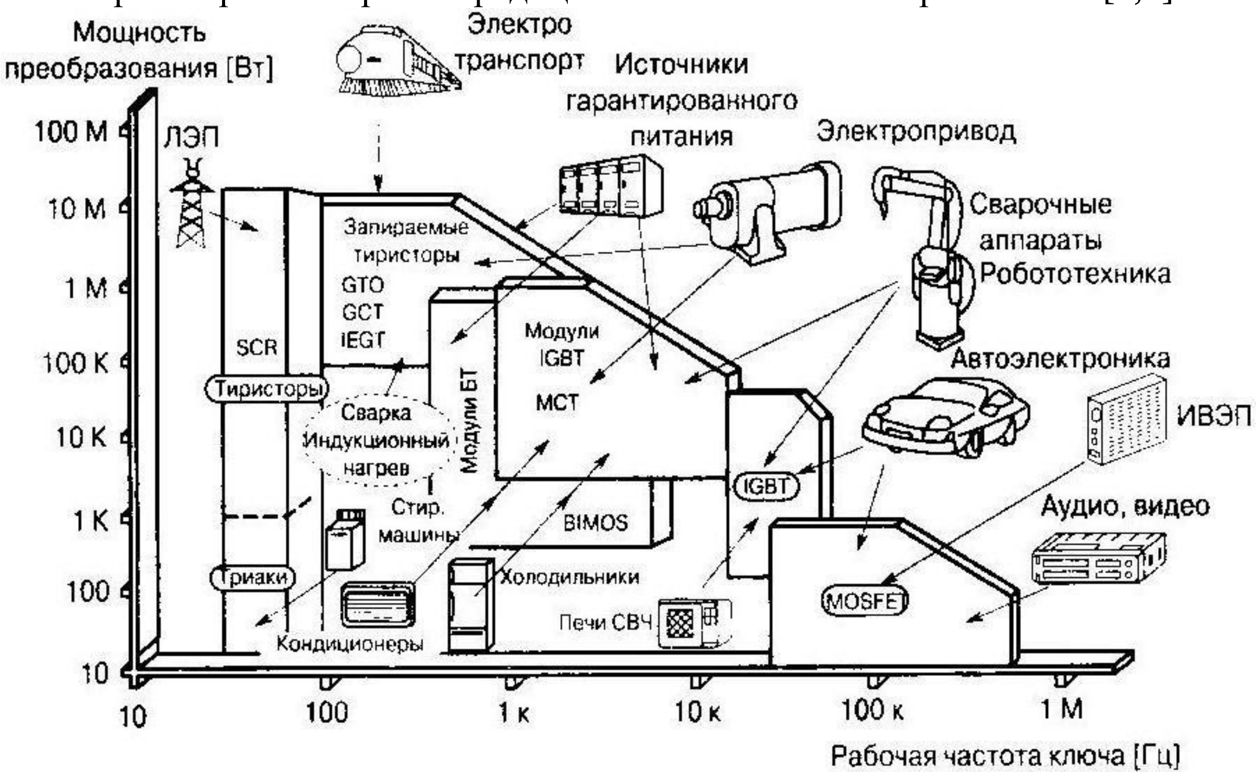


Рис. 4.1

Отдельные серии биполярных транзисторов модернизированных технологий занимают узкую нишу применения в импульсных источниках электропитания с относительно низкой рабочей частотой 20...60 кГц, определяемой технологическими особенностями нагрузки (например, системы электронных балластов флюоресцентных ламп (рис. 4.2).

В импульсных источниках питания и регуляторах постоянного напряжения с частотой преобразования 75...200 кГц и выходной мощностью

от десятков и сотен ватт до единиц киловатт самое широкое применение находят в основном мощные МДП-транзисторы и дискретные типы высокочастотных IGBT (рис. 4.3).

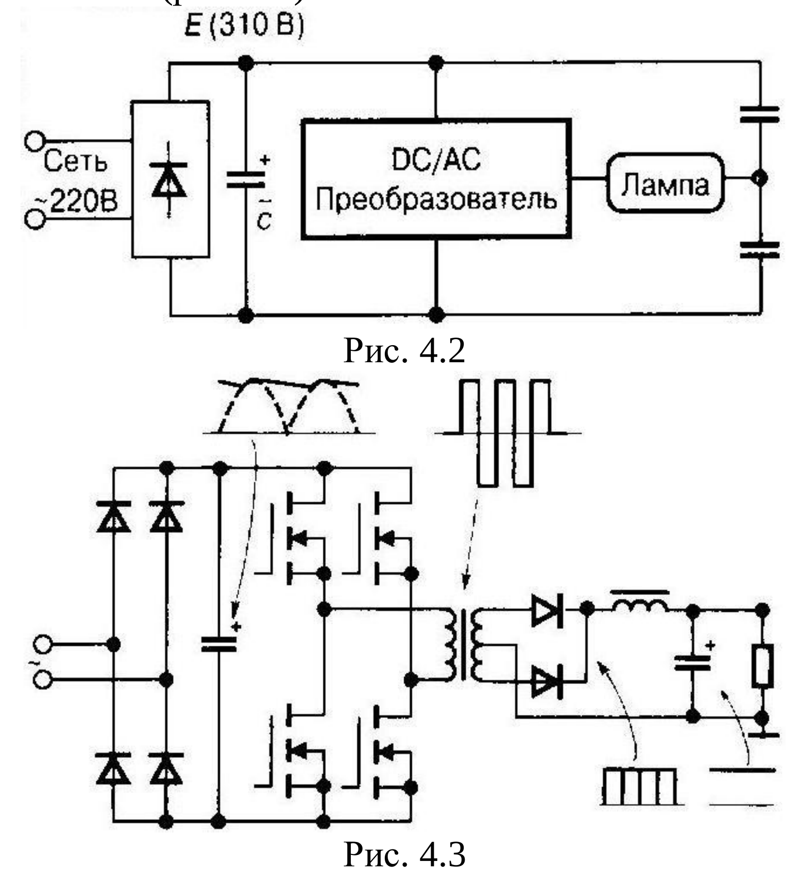


Рис. 4.2

Рис. 4.3

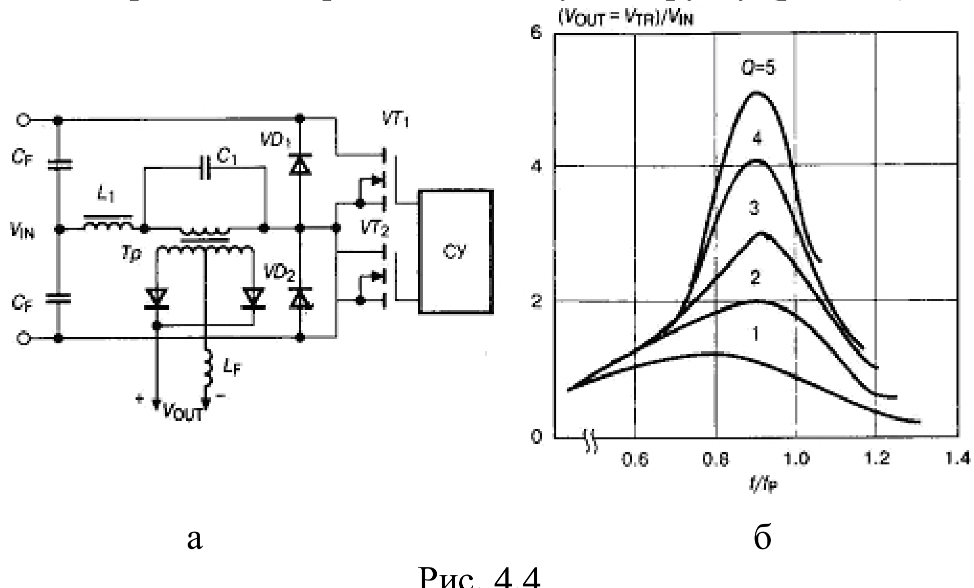
Из главных задач улучшения энергетических показателей ключевых источников электропитания выделяют следующие:

1. Уменьшение габаритных размеров и массы радиаторов силовых ключей за счет повышения КПД схемы.
2. Уменьшение массо-габаритных характеристик реактивных элементов преобразователя за счет увеличения частоты преобразования.
3. Исключение из схем низкочастотных трансформаторов.

Однако увеличение рабочей частоты преобразователя при форме выходного тока и напряжения, близкой к прямоугольной, приводит к росту динамических потерь в ключах из-за рассеивания дополнительной энергии в паразитных индуктивностях и емкостях силовой схемы. Другим существенным недостатком импульсных схем является высокий уровень помех при линейной коммутации ключей. Поэтому все большее применение находят схемы электропитания, построенные на основе резонансных преобразователей.

В данных устройствах паразитные элементы являются частью резонансного LC-контура, а силовые ключи коммутируются либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении, что уменьшает динамические потери и электрические перегрузки элементов преобразователя.

Регулирование выходного напряжения в резонансных схемах осуществляется изменением частоты. Наибольшее распространение получили схемы с последовательным LC-контуром, обеспечивающие ограничение тока и возможность параллельной работы на общую нагрузку (рис. 4.4).



а б

Рис. 4.4

Значение выходного напряжения представленного преобразователя определяется частотой переключения транзисторов и добротностью контура. Работа на частотах ниже резонансной дает возможность коммутировать ключи схемы при нулевом токе, а при частотах выше резонансной — при нулевом напряжении. Данная коммутация является основным достоинством резонансных схем. Однако следует учитывать тот факт, что амплитудные и действующие значения токов и напряжений на силовых ключах при этом больше, в сравнении с обычными преобразователями, что увеличивает общие потери в схеме.

При выборе ключевых приборов в системах управления электродвигателями требования высоких скоростей переключения не являются доминирующими. Особенностями нагрузки в данных силовых схемах являются следующие факторы:

1. Индуктивный характер.
2. Наличие противонаправленной ЭДС вращения.
3. Кратковременные, но многократные перегрузки по току.
4. Близость пусковых режимов к режиму короткого замыкания.

Высокочастотные полевые транзисторы находят применение в данной области, как правило, для управления электродвигателями постоянного тока, работающими от источников постоянного напряжения (рис. 4.5). Одним из наиболее распространенных вариантов применения здесь является автомобильная электроника, ориентированная на работу от постоянного напряжения 12 В, обеспечиваемого аккумуляторной батареей. Эффективно используются высокочастотные МДП-транзисторы также в схемах управления шаговыми двигателями и безщеточными двигателями постоянного тока.

В системах питания двигателей постоянного тока от сети переменного тока, использующих фазовый способ регулирования, по-прежнему эффективны в применении однооперационные тиристоры и симисторы (триаки). В бытовых приборах и переносных электроинструментах с двигателями постоянного тока мощностью в доли киловатт данные ключи применяются как вследствие их дешевизны, так и простоты систем управления (рис. 4.6).

Метод фазового управления не позволяет плавно регулировать частоту выходного напряжения и получать ее выше частоты питающей сети. Поэтому все большее применение находят асинхронные электродвигатели переменного тока, работа которых строится на базе силовых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) (рис. 4.7).

Применение ШИМ обеспечивает оптимальное управление скоростью вращения асинхронного двигателя путем изменения частоты выходных сигналов в широких пределах. Асинхронные двигатели более экономичны и долговечны, требуют меньших эксплуатационных затрат и более надежны по сравнению с электродвигателями постоянного тока. Однако стоимость системы управления асинхронным двигателем может оказаться существенной и даже больше стоимости самого электродвигателя.

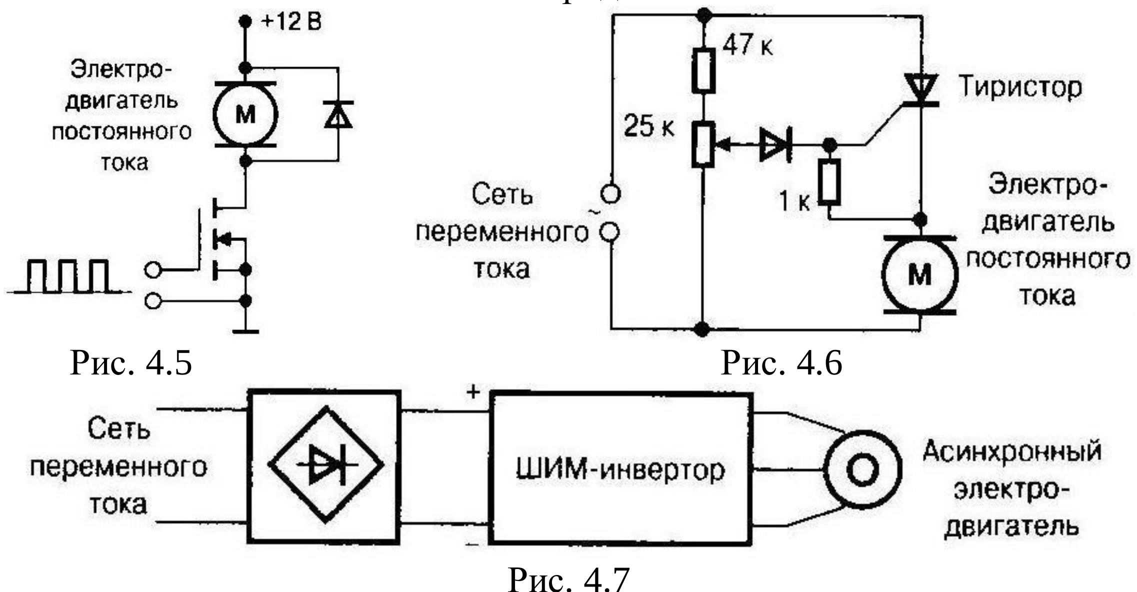


Рис. 4.5 Рис. 4.6

Рис. 4.7

Очевидно, что в данных системах возможно применение только полностью управляемых полупроводниковых ключей, сложность управления которыми определяет конечную стоимость оборудования. Для применения в промышленных электроприводах, питаемых от сети переменного тока (однофазной 220 В и трехфазной 380 В), рекомендуется применение ключевых приборов на токи от единиц до сотен ампер с частотой переключения от долей герца до десятков килогерц. Особое требование к обеспечению защиты от перенапряжений, коротких замыканий в нагрузке и сквозных токов. Силовые модули на базе IGBT, а также полевые тиристоры MCT вытеснили в данном применении не только модули биполярных транзисторов, но даже и запираемые тиристоры (GTO).

Запираемые тиристоры и их модернизированный вариант GCT, обеспечивающий коммутирующий ток в цепь электрода управления, а также биполярный транзистор с изолированным затвором и улучщенной инжекцией IEGT находят основное применение в энергетических установках высоковольтных линий передачи постоянного тока, сверхмощных электроприводах и системах электрифицированного транспорта, в силовых инверторах для различных технологических установок (сварка, индукционный нагрев и т.п.), где требуется преобразование мощности в сотни киловатт и единицы мегаватт. Главными требованиями к силовым ключам здесь являются: низкое прямое падение напряжения при значительных плотностях выходного тока, широкая область безопасной работы, высокая надежность.

Практическое внедрение индукционных тиристоров, несмотря на их перспективность и более высокие в сравнении с другими тиристорами динамические показатели, оказалось затруднительным главным образом из-за сложности управления и высокой себестоимости.

Перечисленные варианты применения мощных ключей не исчерпывают всего многообразия современных силовых схем и устройств. Отметим наиболее общие критерии, которые используют при выборе типа активного компонента для любого силового устройства:

1. Достаточные для получения требуемой мощности преобразования номинальные токи и напряжения.
2. Прямое падение напряжения в открытом состоянии.
3. Значения усилительных параметров, обеспечивающих эффективность ключевых свойств, и их вариация в заданном режиме нагрузки.
4. Времена переключения.
5. Энергия потерь и температура структуры.

Далее будет рассмотрено применение полупроводниковых ключей в типовых вариантах силовых схем, учитывая особенности самого прибора, влияние характера нагрузки, структуры схемы и режима ее работы. Выбор схемы преобразовательного устройства наиболее тесно связан с динамическими и временными параметрами ключа и часто ими определяется.

Данные параметры, характеризующие собственно ключ, не искаженные влиянием цепи нагрузки, наиболее объективно можно оценить в режиме переключения на резистивную нагрузку или в близком к нему режиме, учитывающем влияние только малых или паразитных элементов схемы. На практике данный режим встречается при работе ключей в импульсных генераторах и модуляторах, а также прерывателях постоянного тока. Точные расчеты переходных процессов и статического режима ключа возможны только на ЭВМ при использовании математических моделей реальных приборов. Ниже излагаются основы приближенного аналитического расчета транзисторных и тиристорных (ключей, которые, однако, помогают понять основные проблемы, с которыми сталкиваются разработчики силовых схем, использующие данные приборы.

4.2. Типовые схемы транзисторных ключей

4.2.1. Ключ на биполярном транзисторе

Схема ключа на биполярном транзисторе с общим эмиттером представлена на рис. 4.8.

При подаче во входную цепь транзистора импульса прямого тока I_{b1} Начинается переходный процесс включения, состоящий из трех этапов [2,3]. На начальной стадии включения, называемой задержкой tD(on), происходит перезаряд барьерной емкости входного эмиттерного перехода. Время задержки приближенно оценивается по формуле:

$$t_D(on) \approx \frac{C_{EB} V_{E0}}{I_{B1}} \quad (4.1)$$

где C_{EB} – барьерная емкость эмиттерного перехода;

V_{E0} = 0.7 В – напряжение прямого смещения эмиттерного перехода для кремниевого транзистора.

Затем начинается этап нарастания коллекторного тока. Для количественного анализа переходных процессов в биполярном транзисторе используют метод заряда, в соответствии с которым изменение накопленного заряда в базе определяется входным током транзистора и процессом рекомбинации носителей:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_{B1} - \frac{Q_B}{\tau_B} \quad (4.2)$$

где Q_B – заряд накопленных носителей в базе транзистора;

τ_B – время жизни носителей, определяющее скорость рекомбинации.

Основным допущением метода заряда является прямая пропорциональность накопленного заряда Qв и выходного тока транзистора Ic(t):

$$i_C(t) = \frac{Q_B(t)}{\tau_C} = \frac{B_N}{\tau_B} Q_B(t) \quad (4.3)$$

где tc — время пролета носителей через область базы;

B_N — статический коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером в нормальном усилительном режиме.

Решение уравнения (4.2) при начальном условии $Q_B(0) = 0$ определяет изменение накопленного заряда во времени $Q_B(t)$:

$$Q_B(t) = \tau_B I_{B1}(1 - e^{-t/\tau_{B1}}) \quad (4.4)$$

С учетом допущения (4.3) для тока коллектора ic(t) можно записать:

$$i_C(t) = B_N I_{B1}(1 - e^{-t/\tau_{B1}}) \quad (4.5)$$

Длительность этапа нарастания тока коллектора t_r определяется условием насыщения транзистора, при котором выходной ток ключа становится равным максимально возможному, определяемому внешней нагрузкой:

$$i_C(t_R) = \frac{E}{R} = I_C(\text{sat}) \tag{4.6}$$

где E – напряжение внешнего источника;
R – сопротивление нагрузки;
I_C(sat) – ток коллектора в режиме насыщения.

При выполнении условия (4.6) в базе транзистора накапливается заряд, называемый граничным $Q_{гр}$:

$$Q_{гр} = \tau_B I_C(\text{sat}) = \frac{\tau_B}{B_N} I_C(\text{sat}) \tag{4.7}$$

Из уравнений (4.5) и (4.6) время нарастания tr можно выразить формулой:

$$t_r = \tau_B \ln \frac{I_{B1} B_N}{I_{B1} B_N - I_C(\text{sat})} = \tau_B \ln \frac{I_{B1}}{I_{B1} - I_C(\text{sat})/B_N} \tag{4.8}$$

Чтобы обеспечить переход транзистора в насыщенное состояние необходимо выполнение условия:

$$I_{B1} > \frac{I_C(\text{sat})}{B_N} = I_B(\text{sat}) \tag{4.9}$$

где I_B(sat) – ток насыщения базы.

Для количественной оценки глубины насыщения используют параметр, называемый степенью насыщения N. Данный параметр определяется как относительное превышение базовым током I_{B1} граничного значения I_B(sat):

$$N = \frac{I_{B1} - I_B(\text{sat})}{I_B(\text{sat})} = \frac{B_N I_{B1} - I_C(\text{sat})}{I_C(\text{sat})} \tag{4.10}$$

На последнем этапе переходного процесса включения ток коллектора не изменяется и равен Ic(sat), однако заряд в базовом слое продолжает накапливаться в соответствии с выражением:

$$Q_B(t) = \tau_H I_{B1}(1 - e^{-t/\tau_H}) \tag{4.11}$$

где $\tau_н$ – постоянная накопления заряда при работе транзистора в режиме насыщения.

Данный заряд называется избыточным $Q_{изб}$,так как он превосходит граничную величину накопленного заряда Огр при переходе транзистора из активной области в насыщение. Распределение зарядов Qв для различных режимов работы транзистора представлено на рис. 4.9.

Рис. 4.8

Поскольку распределение заряда носителей при насыщении заметно отличается от распределения в нормальном активном режиме, постоянная $\tau_н$ отличается от времени жизни носителей $\tau_в$. Часто постоянную накопления $\tau_н$ полагают равной инверсному значению времени жизни, которое определяется поверхностной

рекомбинацией и меньше $\tau_в$. Практическую оценку параметра $\tau_н$ можно провести на основе справочных данных, о чем будет сказано ниже.

Процесс накопления избыточного заряда заканчивается через время, называемое временем накопления t_H:

$$t_H \approx (2...3)\ \tau_H \tag{4.12}$$

Переходный процесс выключения транзистора начинается в момент изменения входного тока от положительного уровня I_{B1} до отрицательного I_{B2}. При этом начинается уменьшение накопленного заряда в базе. Выключение протекает в два этапа. На первом, называемым этапом рассасывания избыточного заряда, происходит уменьшение Q_B до граничного значения $Q_{гр}$. В течение процесса рассасывания коллекторный ток транзистора остается неизменным и равным $I_C(sat)$, так как ключ продолжает находиться в насыщенном состоянии.

Длительность данного этапа характеризуется параметром, называемым временем рассасывания t_D. Для его определения можно воспользоваться уравнением (4.2), заменив постоянную времени тв на тн, а входной ток I_{B1} на I_{B2}. Начальное условие для решения полученного уравнения определяется по формуле (4.4) при $t = t_D$, где f_D – длительность протекания прямого входного тока $/_{B1}$. Обычно выполняется условие $t_D >> \tau_н$, при котором $Q_B(0)$ определяется максимальным избыточным зарядом:

$$Q_B(0) = \tau_H I_{B1} \tag{4.13}$$

Тогда на этапе рассасывания заряд в базе изменяется по закону:

$$Q_B(t) = \tau_H I_{B1} e^{-t/\tau_н} - \tau_H I_{B2}(1 - e^{-t/\tau_н}) \tag{4.14}$$

В момент времени $t = t_D$ накопленный заряд становится равным граничному Qгр и для tD можно записать:

$$t_D = \tau_H \ln\frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_B(sat) + I_{B2}} \tag{4.15}$$

Полученную формулу можно использовать для количественной оценки параметра Тн на основе справочных данных. В них, как правило, задается величина t_D для конкретного типа транзистора и режим ее измерения (I_{B1},I_{B1},$I_B(sat)$).

На втором этапе переходного процесса выключения происходит спад коллекторного тока от значения $I_C(sat)$ до нуля. Длительность этапа называется временем спада t_F. Данный параметр можно также рассчитать с помощью основного зарядного уравнения (4.2), используя в качестве входного тока величину I_{B2} и постоянную времени активного режима $\tau_в$. Для начального условия $Q_B(0) = Q_{ГР}$ изменение заряда в базе на этапе спада определяется уравнением:

$$Q_B(t) = \tau_B I_B(sat) e^{-t/\tau_в} - \tau_B I_{B2}(1 - e^{-t/\tau_в}) \tag{4.16}$$

Аналогичным образом изменяется и выходной коллекторный ток, связанный с величиной накопленного заряда уравнением (4.3). При условии QB(tf) = 0 для времени спада можно записать выражение:

$$t_F = \tau_B \ln \frac{I_{B2} + I_B(sat)}{I_{B2}} \quad (4.17)$$

Основные этапы переключения биполярного транзистора показаны на рис. 4.10.

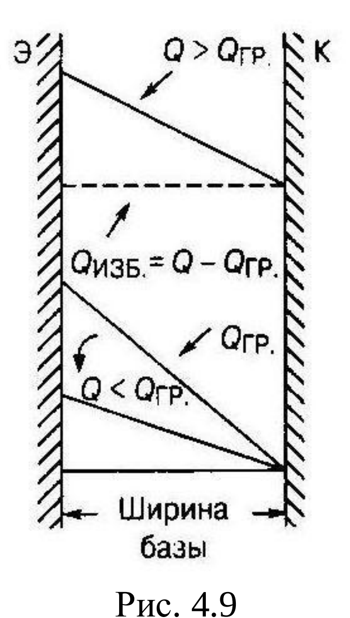


Рис. 4.9

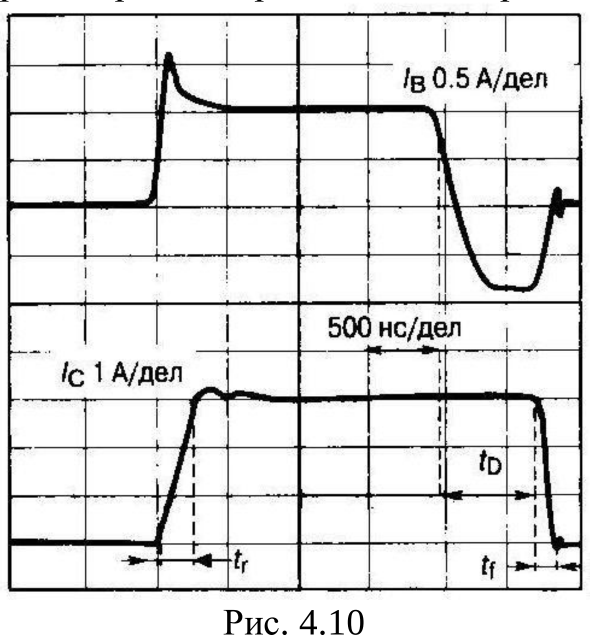


Рис. 4.10

Временные параметры t_r, t_d , t_f характеризующие скорость переключения, являются одними из главных и задаются в справочных данных на каждый тип транзистора. Приводятся также характеристики влияния на указанные параметры режимов нагрузки (выходного тока) и цепи управления (прямой и запирающий ток базы).

Характер изменения временных параметров при изменении режимов в схеме определяется полученными уравнениями. Времена нарастания и спада коллекторного тока транзистора уменьшаются с ростом амплитуды соответственно отпирающего и запирающего входного тока. Время рассасывания увеличивается с ростом отпирающего тока базы I_{B1} и уменьшается с увеличением запирающего I_{B2}. При увеличении тока нагрузки фронты переключения увеличиваются, а время рассасывания уменьшается. Для проведения количественных оценок разработчику схемы необходимо, помимо постоянной накопления τ_H, иметь также численное значение параметра τ_B (или τ_C). Данные величины также могут быть получены с использованием справочных данных.

Время пролета носителей можно определить по формуле:

$$\tau_K \approx \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{1}{2\pi f_M |h_{21Э}|} \quad (4.18)$$

Где $f_T = f_M$ $[h_{21Э}]$ – частота единичного усиления;

f_M – частота усиления, при которой определяется модуль коэффициента передачи $[h_{21Э}]$, приводимый в справочных данных.

Временные параметры переключения могут быть использованы для приближенного расчета потерь мощности в статическом и динамическом режиме (см. раздел 3.4.1).

Однако более оправданным является использование дополнительных справочных параметров, характеризующих энергию потерь при переключении (E_{ON} и E_{OFF}), которые измеряются с учетом особенностей конкретного типа транзистора и режима его работы.

Полученные выражения для временных параметров переключения не учитывают многих особенностей, свойственных силовым транзисторам. Остановимся на некоторых, наиболее принципиальных.

Влияние барьерной емкости перехода коллектор—база. Данное влияние учитывается как дополнительный емкостный ток в уравнении базового заряда:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_B - \frac{Q_B}{\tau_B} - C_{CB}\frac{dV_C}{dt} \qquad (4.19)$$

Где C_{CB} – барьерная емкость коллекторного перехода;

$\frac{dV_C}{dt}$ - изменение напряжения в цепи коллектора в переходном режиме.

Для чисто активной нагрузки R справедливо равенство:

$$dV_C = R_C dI_C \qquad (4.20)$$

С учетом основного допущения (4.3) легко преобразовать уравнение (4.19) к виду:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_B - \frac{Q_B}{\tau_0} \qquad (4.21)$$

Где $\tau_O = (\tau_B + B_N R C_{CB})$ – эквивалентная постоянная времени.

Для высоковольтных транзисторов C_{CB} сильно изменяется при изменении выходного напряжения. В диапазоне больших коллекторных токов значительно уменьшается коэффициент передачи тока B_N. При этом уравнение (4.21) становится нелинейным. Для приближенных расчетов данные параметры необходимо усреднять в диапазоне рабочих токов и напряжений.

Влияние высокоомного коллекторного слоя. Модуляция сопротивления коллектора приводит к расширению базового слоя, что увеличивает область накопления носителей и затягивает длительность фронтов нарастания и спада (эффект квазинасыщения). При работе на низкоомную нагрузку (единицы — доли Ом) транзистор значительную часть времени переключения находится в режиме квазинасыщения, что увеличивает дополнительные коммутационные потери (рис. 4.11).

В справочных данных большинства отечественных производителей параметры для данного режима не приводятся. Разработчики новых технологий биполярных ключевых транзисторов («Motorola» («ON-Semiconductor»), «Thomson-CSF») в качестве параметров, характеризующих режим квазинасыщения, приводят значения выходного напряжения для двух моментов времени после включения (рис. 4.12).

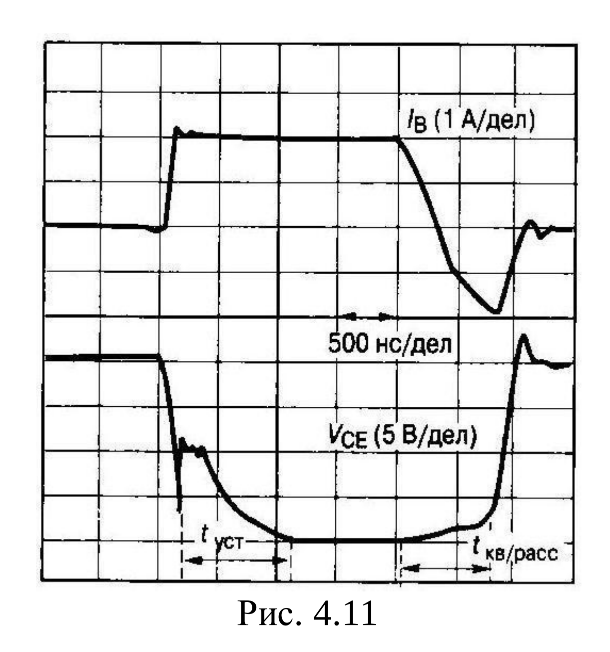


Рис. 4.11

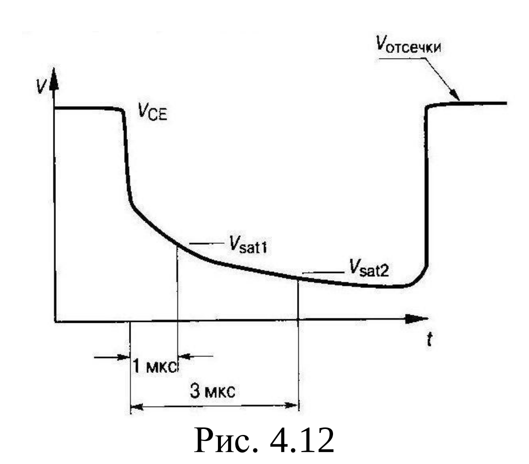


Рис. 4.12

4.2.2. Ключ на мощном МДП-транзисторе

Ключ с резистивной нагрузкой по схеме с общим истоком показан на рис. 4.13.

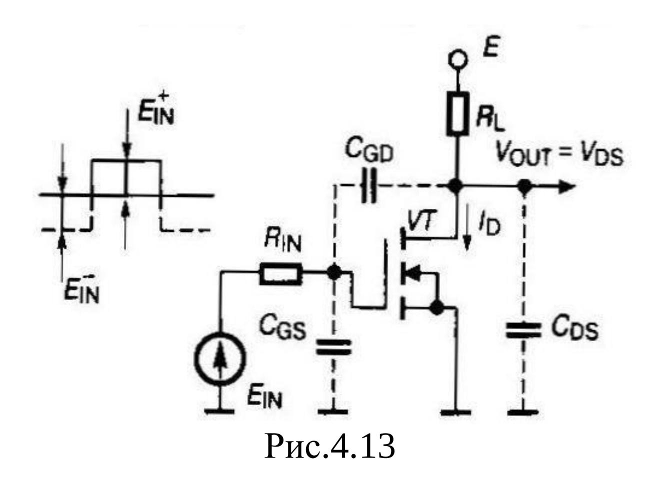


Рис.4.13

Поскольку все мощные МДП-транзисторы имеют структуру с индуцированным каналом, при выполнении условия:

$$V_{GS} < V_0 \qquad (4.22)$$

где V_o — пороговое напряжение на проходной характеристике транзистора, ключ заперт, а напряжение в цепи стока равно напряжению питания ключа E. Обычно в закрытом состоянии ключа V_{GS} = 0. Однако для высоковольтных транзисторов с целью защиты от всплесков стокового напряжения рекомендуется устанавливать небольшое отрицательное смещение E_{IN}-, порядка (2...5 В) [2,3]. Отпирание ключа осуществляется подачей положительного входного импульса E_{IN}-. Амплитуду E_{IN}+ выбирают из условия:

$$E_{IN}^{+} > 1.5\left(V_0 + \frac{E}{R_L S}\right) \qquad (4.23)$$

где S — силовая крутизна транзистора.

Для стандартных схем управления E_{IN}+ составляет 12...15 В.

Переходный процесс включения состоит из трех этапов: задержки включения, фронта нарастания тока и установления напряжения во входной цепи транзистора. На первом этапе при постоянном напряжении в цепи стока (V_{DS}= E) осуществляется заряд входной емкости транзистора от цепи генератора:

$$V_{GS}(t) = -E_{IN}^{-}\, e^{-t/R_{IN}C_{IN}} + E_{IN}^{+}\,(1 - e^{-t/R_{IN}C_{IN}}) \qquad (4.24)$$

Где $C_{IN} = C_{GS} + C_{GD}$

Задержка включения $t_D(on)$ определяется при условии $V_{GS} = V_O$:

$$t_D(on) = R_{IN}\, C_{IN} \ln \frac{E_{IN}^{+} + E_{IN}^{-}}{E_{IN}^{+} - V_0} \qquad (4.25)$$

На втором этапе включения транзистор отпирается и по цепи нагрузки начинает протекать ток. Из-за действия отрицательной обратной связи через проходную емкость ключа C_{GD} напряжение во входной цепи транзистора практически не изменяется (немного возрастает от значения V_0 до порогового значения $V_{TH} = V_O + \frac{E}{R_L S}$). Таким образом, изменение напряжения на транзисторе на данном этапе определяется перезарядом проходной емкости входным током затвора:

$$I_G^{+} \approx \frac{E_{IN}^{+} - V_{TH}}{R_{IN}} \qquad (4.26)$$

Переходя к конечным приращениям:

$$C_{GD} \frac{\Delta V_{GD}}{\Delta t} \approx C_{GD} \frac{E}{t_r} = I_G^{+} \qquad (4.27)$$

Для временного интервала tr, характеризующего длительность нарастания тока (и спада напряжения), можно записать:

$$t_r \approx R_{IN} C_{GD} \frac{E}{E_{IN}^{+} - V_{TH}} \qquad (4.28)$$

На последнем этапе процесса включения транзистор находится в открытом состоянии:

$$V_{DS} \approx R_{ON} \cdot \frac{E}{R_L} \qquad (4.29)$$

Где R_{ON} – сопротивление открытого канала.

При этом входное напряжение возрастает с постоянной времени $R_{IN}C_{IN}$ до максимального значения E^{+}_{IN}. Длительность этапа установления оценивается выражением:

$$t_S \approx 3R_{IN}C_{IN} \qquad (4.30)$$

Переходный процесс выключения также проходит в три этапа. Сначала, при переключении напряжения входного генератора, происходит разряд входной емкости:

$$V_{GS}(t) = E_{IN}^{+}\, e^{-t/R_{IN}C_{IN}} - E_{IN}^{-}\,(1 - e^{-t/R_{IN}C_{IN}}) \qquad (4.31)$$

На данном этапе ток ключа не изменяется $I_D = \frac{E}{R_L}$, а длительность задержки выключения $t_D(off)$ определяется при условии уменьшения входного напряжения до порогового уровня:

$$t_D(\text{off}) = R_{IN} C_{IN} \ln \frac{E_{IN}^{+} + E_{IN}^{-}}{V_{TH} + E_{IN}^{-}} \tag{4.32}$$

Затем наступает этап активного выключения тока стока при действии сильной отрицательной обратной связи через проходную емкость C_{GD}. Длительность этапа спада тока можно также оценить, как и при включении, приравняв ток в цепи затвора $I_G^{-} = -\frac{E_{IN}^{-} + V_{TH}}{R_{IN}}$ к току перезаряда проходной емкости:

$$C_{GD} \frac{\Delta V_{GD}}{\Delta t} \approx C_{GD} \frac{(-E)}{t_F} = I_G^{-} \tag{4.33}$$

При этом длительность спада:

$$t_F \approx R_{IN} C_{GD} \frac{E}{E_{IN}^{-} + V_{TH}} \tag{4.34}$$

На заключительном этапе выключения происходит установление входного напряжения до отрицательного значения E^{-}_{IN} с постоянной времени $R_{IN}C_{IN}$. Длительность этапа установления:

$$t_S \approx 3 R_{IN} C_{IN} \tag{4.35}$$

Основные диаграммы переключения МДП-транзистора представлены на рис. 4.14.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. Времена задержек t_D(on) и t_D(off) пропорциональны постоянной времени входной цепи и уменьшаются с возрастанием перепада напряжения генератора E_{IN}. Наименьшие значения времени задержки обеспечивает режим заряда (разряда) входной емкости от источника постоянного тока.

2. Фронты переключения слабо зависят от емкостей C_{GS} и C_{DS} и пропорциональны величине проходной емкости. Влияние тока нагрузки на параметры t_R и t_F определяется изменением порогового напряжения (рис. 4.15). 3. Скорость изменения напряжения на ключе $\Delta V/\Delta t$ не зависит от напряжения питания и определяется режимом входной цепи. При постоянном входном токе изменение напряжения на ключе практически линейно.

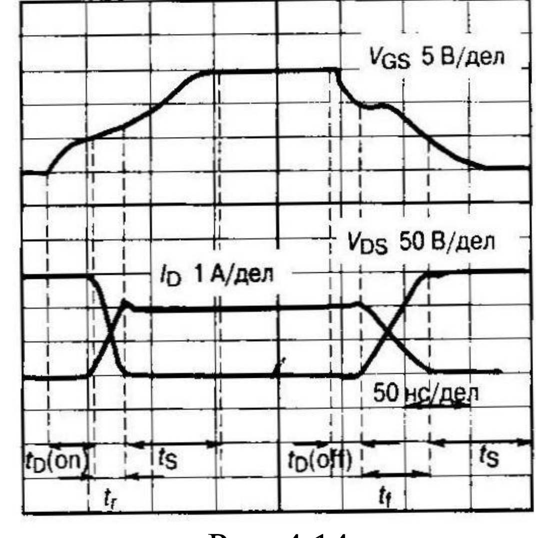


Рис. 4.14

4. Временные параметры пропорциональны величине сопротивления цепи генератора R_{IN}.

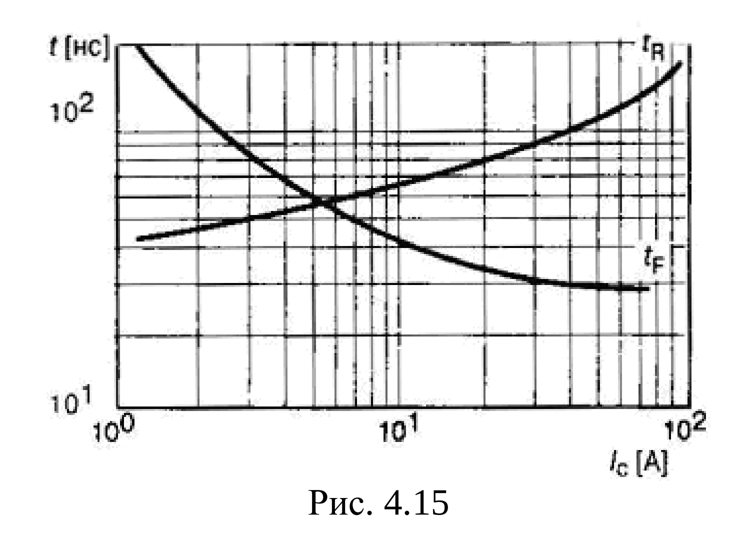
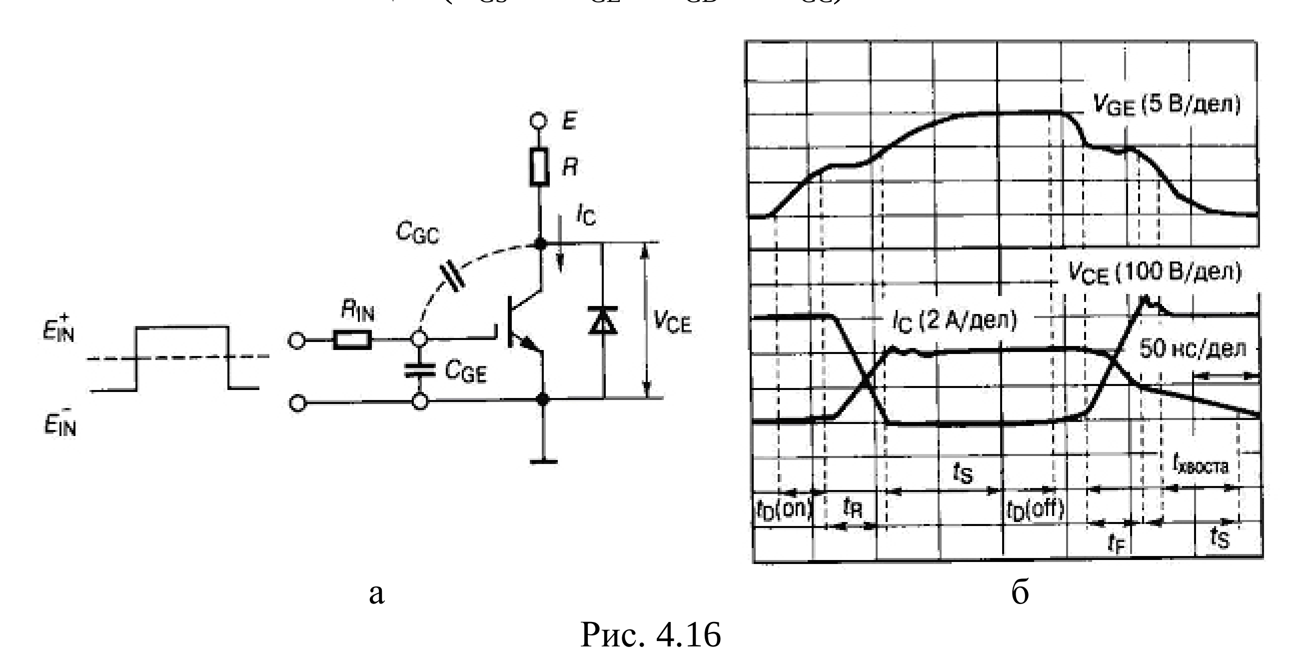


Рис. 4.15

4.2.3. Ключ на биполярном транзисторе с изолированным затвором

Переходный процесс переключения IGBT (рис. 4.16) качественно во многом идентичен переключению мощного МДП-транзистора, за исключением стадии спада силового тока. Этап включения состоит из стадии задержки tD(on), нарастания тока коллектора и установления напряжения во входной цепи ключа [2,3]. Для расчета временных параметров можно воспользоваться формулами (4.25), (4.28) и (4.30), заменив соответствующие емкостные составляющие (C_{GS} на C_{GE} и C_{GD} на C_{GC}).



а б

Рис. 4.16

Пороговое напряжение для заданного режима нагрузки рассчитывается аналогично ($V_{TH} = V_O + \frac{E}{R_L S}$). При переключении входного сигнала до отрицательного уровня E^{-}_{IN} начинается процесс запирания, первый этап

которого представляет задержку выключения tD(off), которая описывается выражением (4.32).

Затем наступает стадия спада коллекторного тока, которая разделяется на две фазы. Первая носит название инжекционной и характеризуется относительно высокой скоростью изменения тока:

$$\frac{di_C}{dt} \approx -\frac{V_{TH} + E_{IN}^{-}}{R_L R_{IN}\, C_{GS}} \quad (4.36)$$

На этапе спада тока входное напряжение медленно уменьшается и при значении:

$$V_{GS} \approx V_0 + \frac{I_0}{S} \quad (4.37)$$

где I_O — начальная амплитуда остаточного тока, наступает так называемая рекомбинационная фаза, при которой изменение выходного тока определяется рекомбинацией накопленного заряда. При этом скорость спада коллекторного тока уменьшается:

$$i_C(t) = \kappa Q e^{-t/\tau} \quad (4.38)$$

4.2.4. Ключ на статическом индукционном транзисторе

Переходные процессы переключения СИТ основаны на сложной природе физических явлений, протекающих в структуре прибора [2,3]. Данные процессы описываются нелинейными дифференциальными уравнениями второго порядка, которые с трудом удается приводить к более простым аналитическим формам, содержащим, к тому же, большое количество электрофизических параметров. Это не совсем удобно для разработчиков схем, оперирующих, главным образом, стандартными справочными данными и характеристиками. Поэтому при описании работы ключа (рис. 4.17) главное внимание будет обращено на сущность физических этапов переключения и их влияние на стандартные временные параметры.

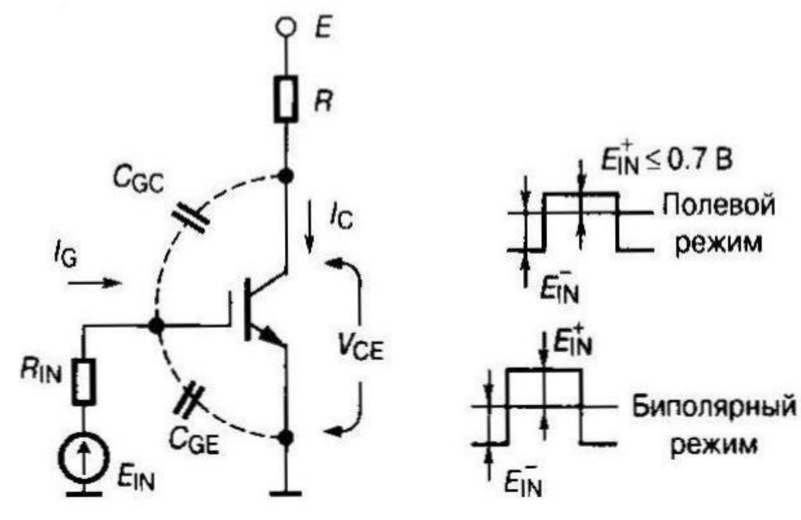


Рис. 4.17

Перед тем как рассматривать основные стадии переключения, остановимся на некоторых физических эффектах закрытого состояния ключа. Для перевода СИТ в режим отсечки не достаточно просто перекрыть канал ОПЗ управляющего перехода. Необходимо также обеспечить вокруг истока

достаточное электрическое поле, тормозящее движение электронов от высоколегированной области истока к стоку. Таким образом, запирающее напряжение между затвором и истоком должно удовлетворять условию:

$$V_{GS} \geqslant V_{CM} + \kappa V_{DS}^{n} \qquad (4.39)$$

где V_{CM} — напряжение смыкания ОПЗ между двумя соседними ячейками затвора;
к — коэффициент пропорциональности, зависящий от технологии структуры;
V_{DS} — напряжение на выходе ключа;
n — показатель степени.

Показатель степени n принимает значение единицы или 0.5 в зависимости от того, достигает ОПЗ управляющего перехода высоколегированной области стока или нет.

Для высоковольтных СИТ, как правило, это выполняется и с учетом неравенства $kV_{DS} >> V_{CM}$ для напряжения отсечки можно записать:

$$V_{GS} = V_{OTC} \geqslant \kappa V_{DS} \qquad (4.40)$$

где V_{OTC} — напряжение отсечки на проходной ВАХ нормально открытого транзистора (рис. 4.18).

Если напряжение $V_{DS} < V_{огр}$, где $V_{огр}$ — напряжение ограничения, при котором ОПЗ достигает максимальных границ, отсечка определяется уравнением:

$$V_{GS} = V_{OTC} \geq \kappa\sqrt{V_{DS}} \qquad (4.41)$$

Параметр $V_{огр}$ зависит от типа прибора (например, для СИТ типа КП926 $V_{огр}$ =250В).

Таким образом, закрытое и открытое состояние СИТ при заданном выходном напряжении определяется по цепи управления параметрами V_{OTC} и V_{CM}:
$V_{GS} > V_{OTC}$ — закрытое состояние ключа;
$V_{GS} < V_{CM}$ — открытое состояние ключа.

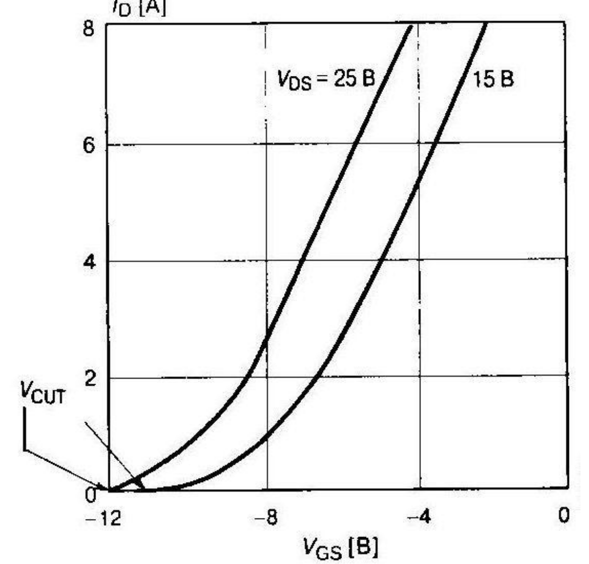


Рис. 4.18

На практике напряжение отсечки оценивают с помощью коэффициента блокировки μ:

$$V_{OTC} \approx \frac{E}{\mu} \qquad (4.42)$$

где E— напряжение питания ключа.

В области выходных напряжений $V_{DS} < V_{ОГР}$ параметр μ возрастает пропорционально $\sqrt{V_{DS}}$, что следует из уравнения (4.41).

Таким образом, для поддержания нормально открытого СИТ в закрытом состоянии в цепи затвора необходимо поддерживать отрицательное смещение:

$$E_{IN}^{-} \geq V_{OTC} = \frac{E}{\mu} \tag{4.43}$$

Процесс включения осуществляется скачкообразным уменьшением отрицательного напряжения входного генератора до нуля (полевой режим) либо форсированным изменением E_{IN} до некоторого положительного уровня E^{+}_{IN}, обеспечивающего режим входного тока затвора (биполярный режим):

$$I_G^{+} \approx \frac{E_{IN}^{+}}{R_{IN}} \tag{4.44}$$

На первом этапе переходного процесса включения происходит уменьшение входного отрицательного смещения от начального значения $E^{-}_{Г}$ до напряжения отсечки. На данном этапе, называемом задержкой включения t_D(on), ток стока практически равен нулю. Скорость уменьшения напряжения затвор—исток определяется внутренним сопротивлением цепи генератора Rг и входной емкостью СИТ $C_{DU} = C_{GS} + C_{GD}$. Величину t_D(on) можно оценить по формуле:

$$t_D\,(\text{on}) \approx C_{DV} R_{IN}\, \ln \frac{E_{IN}^{+} + E_{IN}^{-}}{E_{IN}^{+} + E/\text{м}} \tag{4.45}$$

($E^{+}_{IN} \approx 0$ для полевого режима).

На этапе формирования фронта включения различают три стадии. На первой происходит уменьшение выходного напряжения ключа от значения E до напряжения ограничения $V_{ОГР}$. На данном этапе динамические емкости транзистора практически не зависят от выходного напряжения V_{DS}, которое описывается уравнением:

$$V_{DS}\,(t) \approx \frac{R_L}{R_L + R_0}\, E \left[\frac{R_0}{R_L} - \frac{V_{ОГР}}{E} + \left(1 + \frac{V_{ОГР}}{E}\right)^{-t/\tau_1} \right] \tag{4.46}$$

где Ro — параметр, характеризующий сопротивление участка объемного заряда подвижных электронов в канале;

τ_1 — постоянная времени спада выходного напряжения.

На следующей стадии (стадия свободного расширения ОПЗ) при $V_{DS} <$ Vогр начинается заметный рост проходной емкости C_{GD}:

$$C_{GD} \approx \frac{1}{\sqrt{V_{DS}}} \tag{4.47}$$

При этом усиливается эффект обратной связи (эффект Миллера) и спад напряжения V_{DS} замедляется (рис. 4.19). Вторая стадия заканчивается, когда напряжение V_{GS} достигает напряжения смыкания V_{CM}. На последнем этапе включения V_{GS} изменяется от V_{CM} до нуля, при этом ток стока определяется ВАХ открытого транзистора. В переходном процессе выключения при малых

значениях R_{IN} СИТ закрывается достаточно быстро, а время выключения определяется постоянной R_LC_{GD}. По этой причине стадия запирания существенно меньше времени включения и увеличивается с ростом нагрузки.

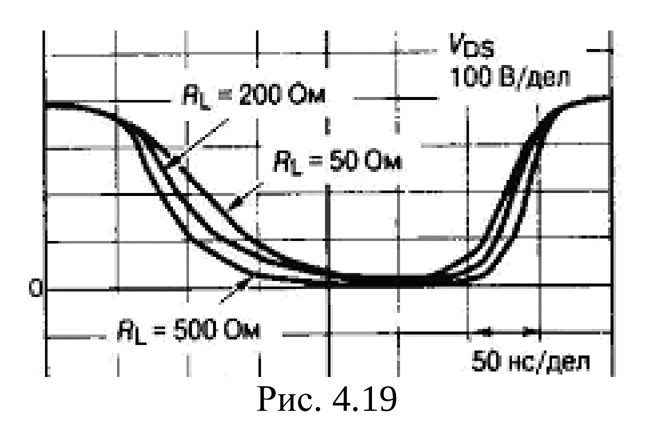


Рис. 4.19

При биполярном режиме работы СИТ качественный характер переходного процесса включения будет аналогичен рассмотренному, пока напряжение V_{GS} не достигнет порога отпирания входного перехода транзистора (≈ 0.7 В).

При V_{GS} > 0.7 В в канал СИТ начинается инжекция неосновных носителей, при этом ток в цепи затвора определяется формулой:

$$I_G^+ \approx \frac{E_{IN}^+ - 0.7B}{R_{IN}} \quad (4.48)$$

При достаточной величине I_G концентрация неравновесных носителей заряда будет расширяться в сторону стока, уменьшая сопротивление канала и напряжение сток—исток. Так как стоковый n^+-n^--переход отражает дырочные носители тока, у истоковой и стоковой границ канала возникает накопление избыточного заряда носителей подобно режиму насыщения биполярного транзистора. Для характеристики глубины насыщения используют статический коэффициент передачи тока в схеме с общим истоком B:

$$B = \frac{I_D}{I_G^+} \quad (4.49)$$

При этом режим насыщения определяется условием:

$$I_G^+ > \frac{E}{R_L B} \quad (4.50)$$

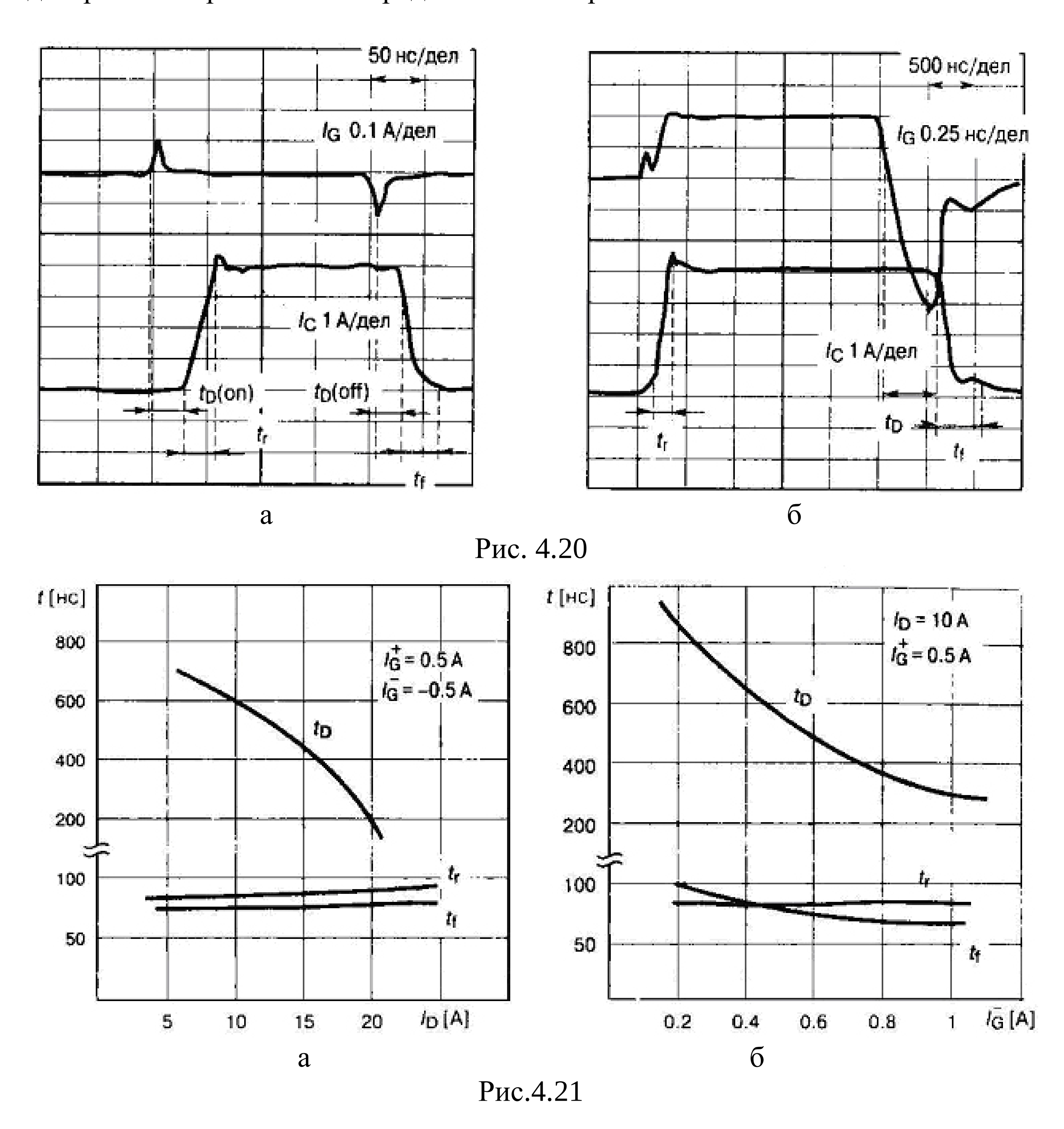
Сопротивление открытого СИТ при накоплении неравновесных носителей уменьшается от единиц—долей ома, характерных для полевого режима, до десятков миллиом, что снижает общие статические потери в ключе. Однако биполярный режим работы увеличивает стадию задержки три выключении, необходимую для рассасывания избыточного заряда, которую по аналогии с биполярным транзистором называют временем рассасывания:

$$t_D \approx \tau_p \ln \frac{I_G^+ + I_G^-}{\frac{E}{BR_L} + I_G^-} \quad (4.51)$$

где τ_P — время жизни дырок в канале в режиме насыщения;
I^+_G, I^-_G — амплитуда отпирающего и запирающего тока затвора.

В процессе выключения при биполярном режиме обратносмещенный управляющий переход осуществляет вынос инжектированных дырок, находящихся в области канала. На этапе формирования потенциального

барьера в канале дырки попадают в ускоряющее поле, втягивающее их в затвор. Электроны, наоборот, оттесняются данным полем к оси канала и к стоковой области. В результате происходит интенсивное рассасывание накопленного заряда, сопровождающееся протеканием относительно большого по амплитуде отрицательного импульса тока затвора. Выключение СИТ в данном режиме качественно аналогично переключению диода из прямого состояния в обратное. Ограничение амплитуды IG- следует выбирать с учетом обратной ОБР СИТ для биполярного режима работы. Характерные диаграммы переключения представлены на рис. 4.20.



а б

Рис. 4.20

а б

Рис.4.21

Остановимся на зависимости временных параметров переключения в биполярном режиме оттоков нагрузки и управления (рис. 4.21). Наиболее сильной является зависимость времени рассасывания t_D как от степени насыщения (тока нагрузки), так и от условий запирания (отрицательного тока затвора). Длительность фронтов переключения t_R и t_F изменяется незначительно в пределах 20...50 нс, поскольку определяется главным образом полевыми эффектами в структуре.

При данных скоростях изменения тока следует особое внимание обращать на паразитные индуктивности схемы, которые не должны превышать значения 100...150 нГн.

При переключении высоковольтных СИТ и БСИТ-транзисторов (V_{DS} > 400 В) на низкоомную нагрузку в переходных процессах наблюдаются эффекты квазинасыщения, аналогичные рассмотренным для биполярных транзисторов (рис. 4.22). Данные эффекты обусловлены модуляцией сопротивления высокоомного эпитаксиального слоя стока у высоковольтных транзисторов.

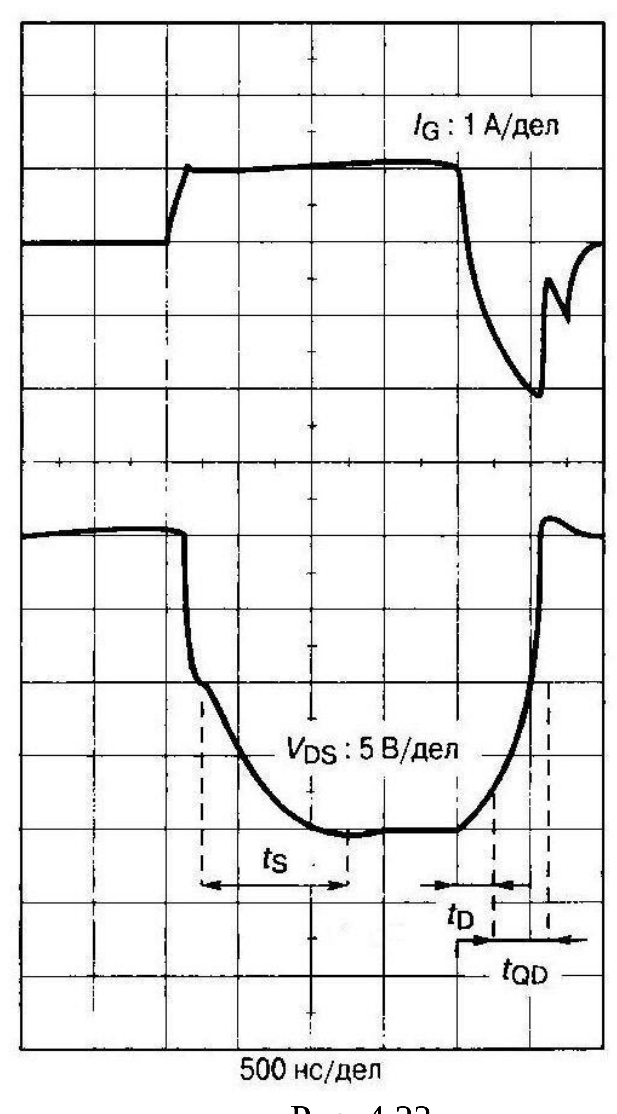


Рис. 4.22

Основными параметрами, характеризующими режим квазинасыщения, являются Сопротивление канала СИТ на границе активного режима и динамического насыщения, а также временные параметры — время установления ts и время квазирассасывания e_{QD}.

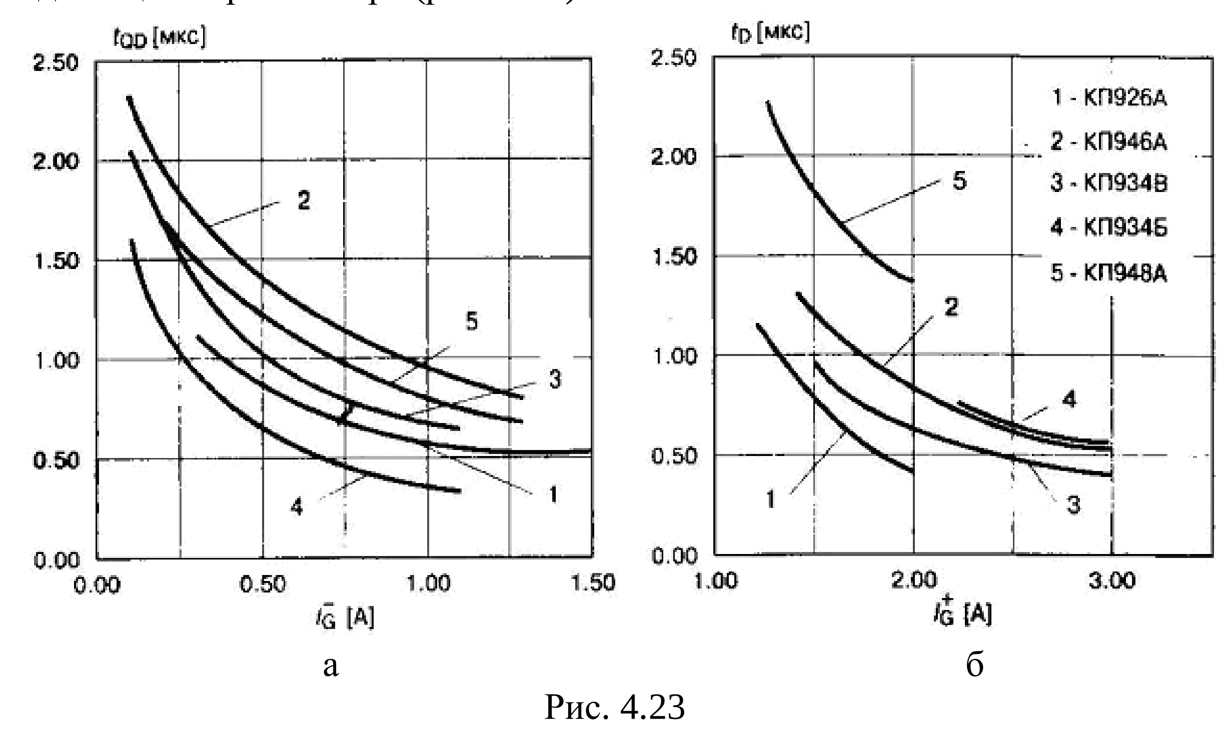
При низкоомной нагрузке (единицы и доли ом) эффект квазинасыщения увеличивает динамические потери и сильно искажает форму выходных импульсов. Для сглаживания данного эффекта рекомендуется применять параллельные сборки СИТ, количество отдельных ключей в которых выбирается из условия:

$$n \geq \frac{r_{ГР}}{0.1R_L} \tag{4.52}$$

где $r_{ГР}$ — граничное сопротивление открытого канала при переходе в режим квазинасыщения (0.3...3 Ом);

R_L — сопротивление нагрузки.

Возможна также некоторая регулировка временных параметров по входной цепи транзистора (рис. 4.23).



а б

Рис. 4.23

4.3. Тиристорные ключи

4.3.1. Ключ на тиристоре с электростатическим управлением

Принцип переключения тиристора с электростатическим управлением или индукционного тиристора (рис. 4.24) качественно аналогичен биполярному режиму СИТ и основан на явлениях полевого перезаряда входных емкостей и рассасывания накопленных носителей [2,3]. При этом очевидно, что источник, поставивший в базовую область ключа неосновные носители, не играет принципиальной роли: был ли это прямой ток по цепи затвора СИТ) или инжектирующий ток анодного p-n-перехода (индукционный тиристор).

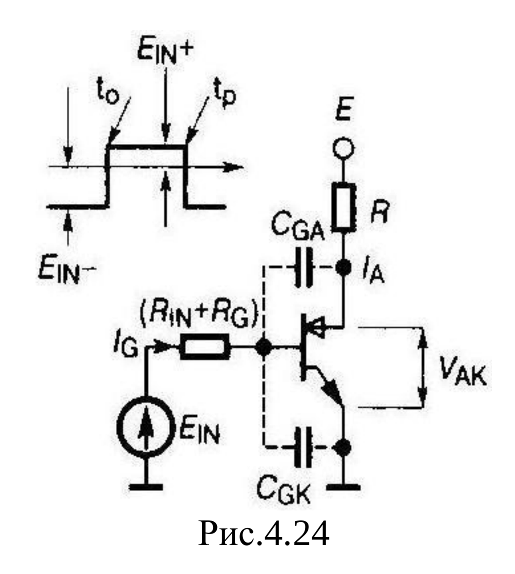


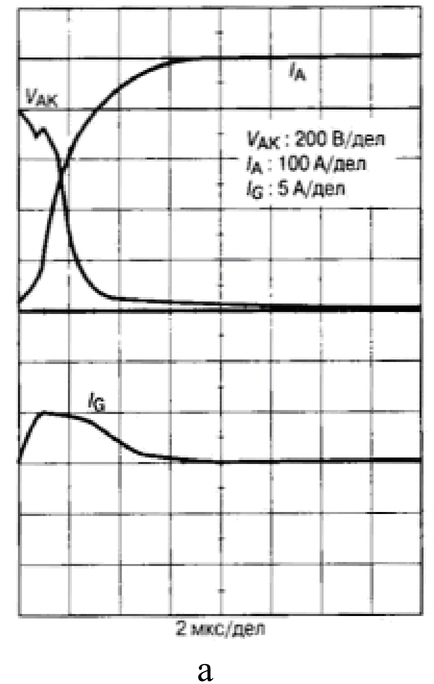
Рис.4.24

Перезарядка емкостей управляющего электрода, влияющая на задержку включения и выключения, определяется постоянной времени, равной произведению барьерной входной емкости на сопротивление цепи управляющего генератора. Дополнительная задержка после размыкания (или

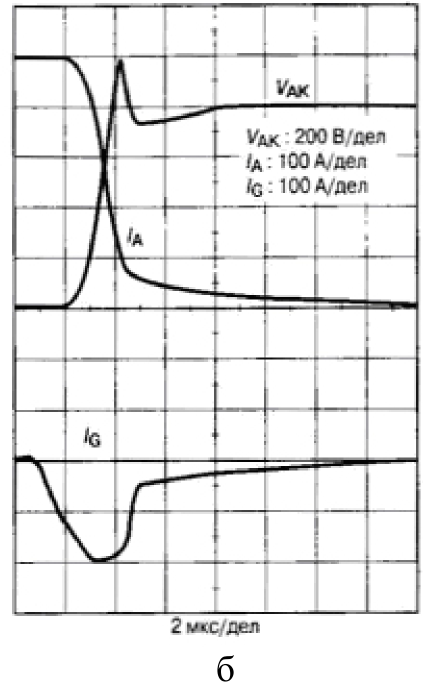
смыкания при выключении) ОПЗ затворов определяется временем пролета носителей от потенциального барьера до области анодного перехода. Таким образом, времена задержек и фронт включения являются относительно малыми и не превосходят нескольких десятков наносекунд (15...60 нс). Более сложной является картина физических процессов выключения, связанная с рассасыванием накопленного избыточного заряда. В индукционном тиристоре (см. раздел 2.2.4) при прямом смещении анодного перехода и обратном управляющего возникает паразитный биполярный p-n-p-транзистор (с эмиттером в виде анода и коллектором—затвором). Процесс отсекания базового вывода (истоковой области тиристора) потенциальным барьером, как уже упоминалось, происходит достаточно быстро. Дальнейшее запирание тиристора происходит аналогично запиранию p-n-p-транзистора с оборванной базой с постоянной времени, равной времени жизни накопленных дырок. В цепи управляющего электрода при этом протекает значительный по амплитуде импульс обратного тока (рис. 4.25), связанный с процессом экстракции носителей обратносмещенным переходом. Поскольку амплитуда обратного тока примерно равна величине тока нагрузки, в мощных ключах на основе индукционных тиристоров следует учитывать влияние сопротивления в цепи генератора R_{IN}, которое в данном случае должно быть значительно уменьшено. Вытекающий обратный ток затвора создает на p+-областях управляющего электрода, имеющих конечное сопротивление, дополнительное падение напряжения, которое совместно с внутренним сопротивлением цепи генератора R_{IN} уменьшает запирающее смещение:

$$V_{DS} = E_{IN}^{-} - I_G(R_{IN} + R_G) \qquad (4.53)$$

где R_G — сопротивление тиристора по цепи управления.



а



б

Рис. 4.25

В случае большого значения R_{IN} снижение напряжения V_{DS} может привести к отпиранию потенциального барьера и переводу индукционного тиристора в критический режим, аналогичный вторичному пробою, так как дополнительный ток носителей со стороны истока воспринимается паразитным p-n-p-транзистором как управляющий базовый ток. Таким образом, процесс выключения индукционного тиристора необходимо проводить от источника управления с емкостным характером и минимальным внешним сопротивлением (доли ома).

4.3.2. Ключи на тиристорах с регенеративным включением

Переходный процесс включения в тиристорах с регенеративным механизмом (SCR, GTO, GCT и MCT) практически одинаков для любых структур и состоит из двух главных этапов: стадия регенерации и стадия установления остаточного напряжения (рис. 4.26).

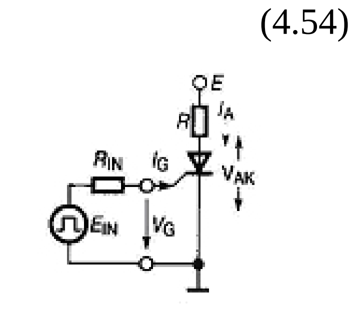
Этап задержки включения для тиристорных ключей большой мощности не превышает 100...200 нс и его величиной в сравнении с другими временными составляющими пренебрегают [2,3].

Этап лавинообразного нарастания анодного тока (регенерация) характеризуется взаимным влиянием транзисторов, составляющих p-n-p-n-структуру (рис. 4.27).

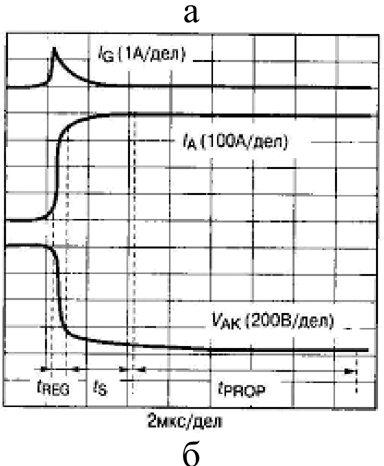
Для данного интервала в базовых областях тиристора устанавливается баланс зарядов:

$$\frac{dQ_1}{dt}+\frac{Q_1}{\tau_{B1}}=\frac{Q_2}{\tau_{C2}} \qquad (4.54)$$

$$\frac{dQ_2}{dt}+\frac{Q_2}{\tau_{C2}}=\frac{Q_1}{\tau_{C1}}+I_G \qquad (4.55)$$



а



б

Рис. 4.26

где Q_1;Q_2— заряд неосновных носителей в n- и p-базе тиристора;

τ_{B1}, τ_{B2} — времена жизни носителей в базах;

τ_{C1}, τ_{C2} — времена пролета носителей через базовые слои;

I_G — входной ток управляющего электрода (для MCT тиристора используется аналог тока управления, пропорциональный входному напряжению на затворе).

Решение уравнения при нулевых начальных зарядах в базовых слоях позволяет выразить ток тиристора на этапе регенерации:

$$i_A(t)=B_{REG}I_G\left(e^{t/\tau_{REG}}-1\right) \qquad (4.56)$$

где B_{REG} — эффективный коэффициент

усиления тиристорной структуры;

t_{REG} — постоянная времени регенеративного этапа.

Далее процесс включения протекает в зависимости от режима нагрузки тиристорного ключа, в котором различают режим больших или малых токов. Понятие величины тока связано с уровнем инжекции неосновных носителей в базовых слоях. В низколегированной n-базе тиристора независимо от величины внешней нагрузки практически всегда достигается высокий уровень инжекции.

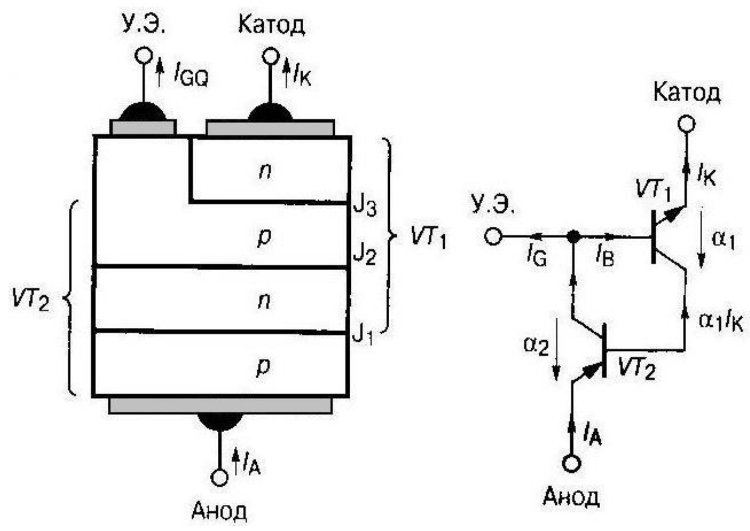


Рис. 4.27

Если внешнее сопротивление RL велико, то в узкой p-базе с сильной степенью легирования высокий уровень инжекции не реализуется. Этап регенерации заканчивается в момент смены знака напряжения на центральном переходе, при этом остаточное напряжение на ключе равно величине падения напряжения на омическом сопротивлении базовых слоев структуры. Стадия дальнейшего установления остаточного напряжения $V_{AK}(t)$ определяется процессом модуляции сопротивления базовых слоев накопленным зарядом:

$$V_{AK}(t) = V_O e^{-t/\tau_{SL}} \quad (4.57)$$

где $V_O = E - R_L I_O$— начальное напряжение этапа установления;

$I_O = i_A (t_{REG})$ - анодный ток в конце этапа регенерации;

$\tau_{УСТ.Н}$ — постоянная времени этапа установления при низком уровне инжекции в p-базе тиристора;

t_{REG} — длительность этапа регенерации.

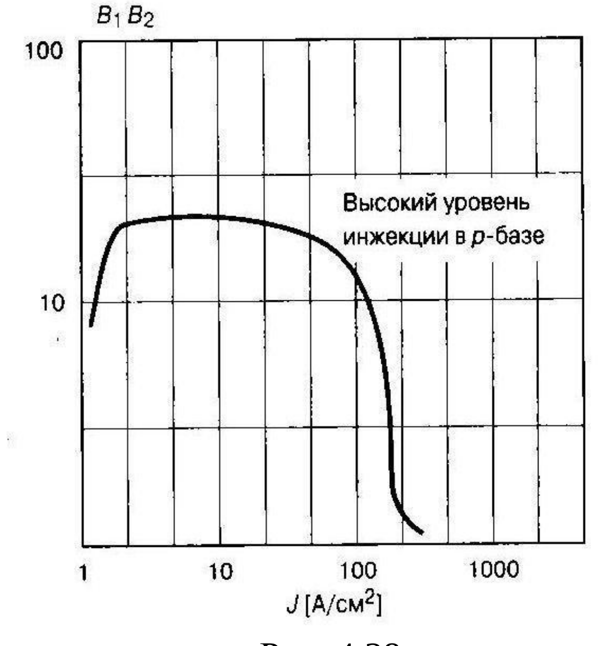


Рис. 4.28

При малых сопротивлениях нагрузки R_L составляющих единицы Ом и менее, в структуре тиристора реализуются режимы повышенных плотностей тока, достигающих величин от 100 А/см^2 и более.

В таких условиях в узкой p-базе также возникает высокий уровень инжекции, приводящий к резкому уменьшению коэффициентов усиления составляющих транзисторов (рис. 4.28).

На этапе установления, с учетом условия $B_1B_2 \rightarrow 1$, для переходной характеристики анодного тока на основе решения балансовых уравнений (4.54) и (4.55) можно записать:

$$i_A(t) = I_0 + \left(\frac{E}{R_L} - I_0\right)\left(1 - e^{-\,\cdots}\right) \quad (4.58)$$

где $I_O = i_A(t_{REG})$ — ток в нагрузке в конце регенеративного этапа;

τ_{SH} — постоянная этапа установления при высоком уровне инжекции, тиристора.

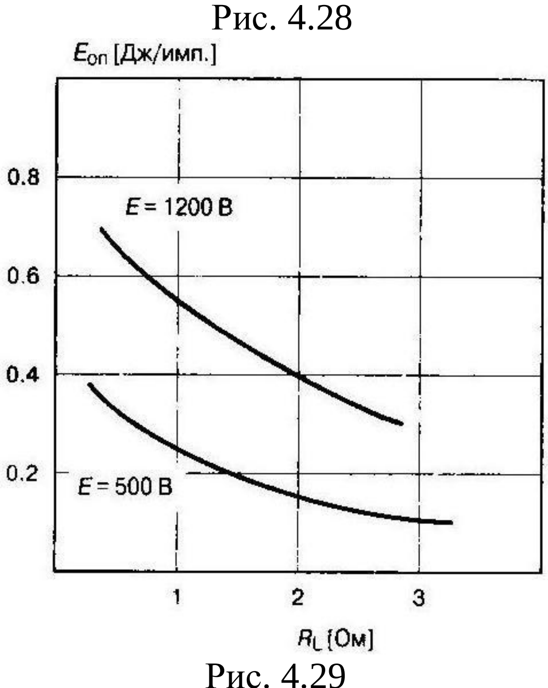


Рис. 4.29

С учетом резистивной нагрузки напряжение установления определяется выражением:

$$V_{AK}(t) = V_0\, e^{-t/\tau_{SH}} \quad (4.59)$$

где $V_O = E - R_L I_O$.

Для практической оценки длительности регенеративного этапа и расчета напряжения установления необходимо определить величину тока I_0, а также параметры B_{REG} τ_{REG}, τ_S. Экспериментальное исследование характеристик переходного процесса для каждого типа тиристора является достаточно трудоемким процессом, а в справочных данных перечисленные параметры не приводятся. В первом приближении можно воспользоваться интегральной характеристикой потерь энергии при включении (рис. 4.29), которая с учетом рассмотренных этапов может быть представлена в виде:

$$E_{ON} = \int_0^\infty i_A(t) v_{AK}(t)\,dt \quad \tau_{REG}\left(E \cdot I_0 - \frac{I_0^2 R_L}{2}\right) + \tau_s \frac{\left(\frac{E^2}{R_L} - I_0^2 R_L\right)}{2} \qquad (4.60)$$

Таким образом, напряжение на этапе установления изменяется по закону, аналогичному для высокоомной нагрузки, но с другой постоянной времени.

Достаточно быстрые процессы переключения тиристорных структур, особенно в цепях низкоомной нагрузки, требуют учета влияния паразитных индуктивностей схемы. Как показывают аналитические расчеты с учетом эффекта обратной связи между входной и выходной цепью тиристорного ключа (рис. 4.30), переходный процесс включения можно рассчитывать по формулам, аналогичным (4.56) и (4.58), заменяя постоянные времени на эквивалентные величины:

$$\tau_{REG.EQV} \approx \tau_{REG} + B_{REG} C_K \left(R_L + \frac{L_S}{\tau_{REG.EQV}}\right) \qquad (4.61)$$

$$\tau_{S.EQV} \approx \tau_S + \left(\frac{E}{R_L} - I_0\right) C_K \left(R_L - \frac{L_S}{\tau_{S.EQV}}\right) \qquad (4.62)$$

где Ls — паразитная индуктивность в анодной цепи тиристора;
Ск — барьерная емкость центрального перехода.

Напряжение открытого ключа определяется параметрами прямой ВАХ тиристора:

$$V_{AK} = V_0 + \frac{E}{R_L} r_{DYN} \qquad (4.63)$$

где V_0 — напряжение на прямосмещенных p-n-переходах;
r_{DYN}— динамическое сопротивление открытого тиристора.

Для однооперационных тиристоров с большой площадью структуры необходимо учитывать эффект распространения области включения. Скорость увеличения данной площади пропорциональна плотности анодного тока:

$$\frac{dS}{dt} \approx K j_A(t) = k \frac{i_A(t)}{S(t)} \qquad (4.64)$$

где к — коэффициент пропорциональности;
S(t) — площадь области включения.

Влияние данного эффекта проявляется в относительно медленном изменении напряжения на открытом ключе при практически постоянном Е токе, равном $\frac{E}{R_L}$ (рис. 4.31).

На стадии переходного процесса, учитывающей эффект распространения, напряжение открытого ключа представляют как функцию изменяющегося во времени динамического сопротивления:

$$V_{AK}(t) \approx V_0 + \frac{E}{R_L} \frac{r_{DYN} S_{ST}}{S(t)} \qquad (4.65)$$

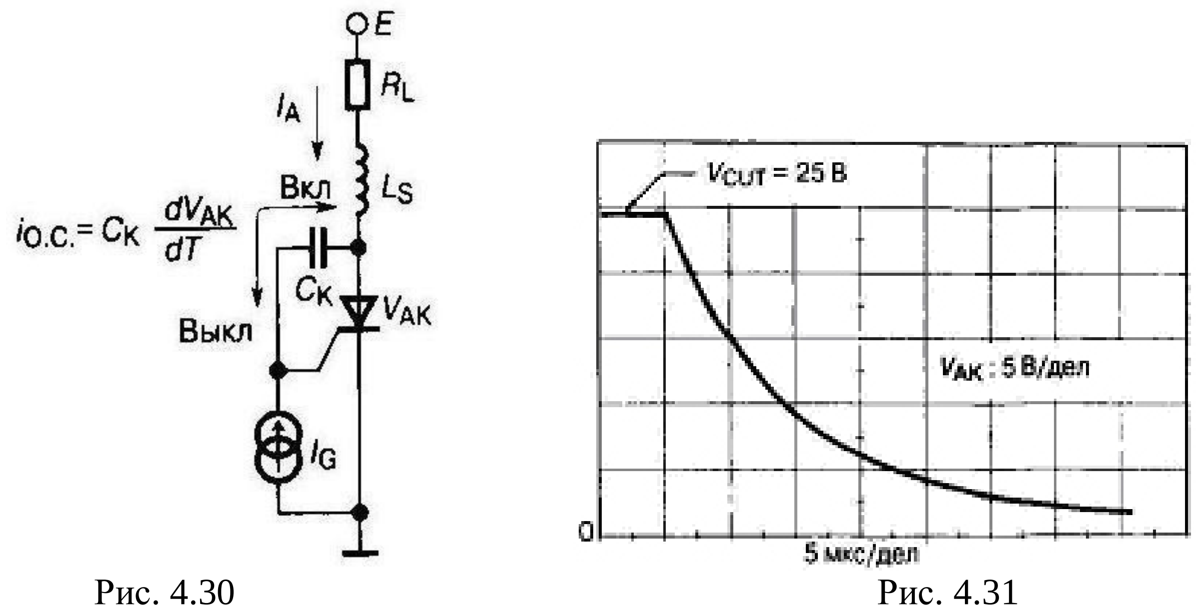


Рис. 4.30 Рис. 4.31

где S_{ST} — площадь области включения в статическом режиме.

С учетом (4.64) для остаточного напряжения тиристора можно записать:

$$V_{AK}(t) \approx V_0 + N\left(\frac{E}{R_L t}\right)^{1/2} \tag{4.66}$$

Где $N = \frac{r_{DYN} S_{ST}}{\sqrt{2\kappa}}$ - параметр, зависящий от структуры тиристора.

Значение параметра N можно определить по измеренной длительности фазы распространения t_{PROP}, которая составляет несколько десятков микросекунд:

$$N = r_{DYN}\left(\frac{E}{R_L} t_{PROP}\right)^{1/2} \tag{4.67}$$

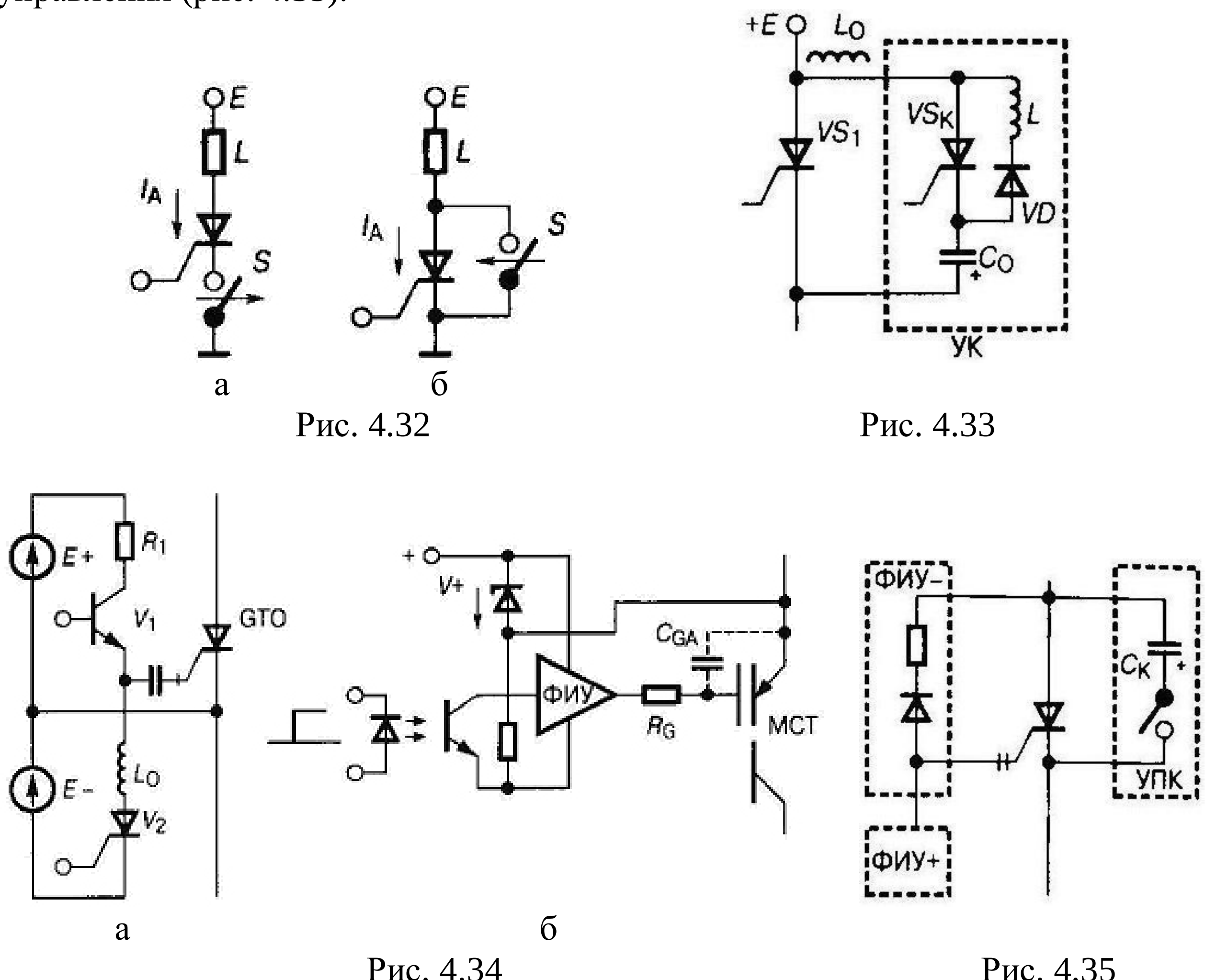
4.3.3. Особенности запирания тиристорных ключей

Основные типы тиристорных ключей различаются способами и особенностями выключения, что оказывает существенное влияние на схемотехнику силового устройства и его характеристики [2,3]. Известны следующие способы запирания:

1. Прерывание силового тока путем размыкания цепи или шунтировки ключа (рис. 4.32). Данный метод может быть применен к любому тиристору с регенеративным механизмом включения, однако сопровождается высоким значением dV/dt в схеме.
2. Принудительная коммутация путем подключения дополнительного источника питания, обеспечивающего протекание выходного обратного тока (рис. 4.33). Методы принудительной коммутации подразделяются на несколько классов и применяются к однооперационным тиристорам SCR.

3. Выключение по цепи управления, свойственное только двухоперационным тиристорам. При этом используется либо воздействие импульсов отрицательного тока управления (GTO, GCT), либо положительное смещение в цепи изолированного затвора (МСТ с р-проводимостью) (рис. 4.34).

4. Комбинированные методы выключения, осуществляемые совместным воздействием импульсов обратного напряжения и отрицательного тока управления (рис. 4.35).



а б

Рис. 4.32 Рис. 4.33

а б

Рис. 4.34 Рис. 4.35

Данные методы применяются для специальных типов тиристоров, называемых GATT (Gate Assisted Turn-off Thyristor) (отечественное наименование КВТ — комбинированно выключаемый тиристор), которые, однако, практически полностью заменены на двухоперационные приборы.

Типовая диаграмма выключения однооперационного тиристора методом принудительной коммутации представлена на рис. 4.36.

Данный способ коммутации используется в схемах, аналогичных представленной на рис.4.34.

В первый момент времени (t = 0) включается вспомогательный ключ, и обратное напряжение конденсатора Co прикладывается к индуктивности выключающей цепи Lo.

При этом анодный ток основного тиристора начинает уменьшаться от максимального значения $\frac{E}{R_L}$ со скоростью $\frac{di}{dt} = \frac{V_C(0)}{L_O}$.

В момент времени t_1 анодный ток проходит через ноль и меняет знак, что означает начало рассасывания граничных зарядов эмиттерных переходов (см. раздел 2.3.1). При $t = t_2$ обратный анодный ток достигает максимального значения $I_R(max)$, а к анодному переходу тиристора прикладывается отрицательное напряжение, т.е. переход восстанавливает обратную блокирующую способность. Интервал времени от момента перехода анодного тока через ноль до момента, когда обратный ток снижается до 10% от пикового значения, называется временем восстановления запирающей способности тиристора в обратном направлении trr. Практически время trr составляет только часть полного времени восстановления ключа, необходимого для достижения запирающей способности тиристора в прямом направлении t_{fr}.

После момента восстановления блокирующей способности анодного перехода ($t = t_2$) обратное напряжение на тиристоре определяется индуктивностью Lo и скоростью спада обратного тока. Скорость спада зависит от внутренних параметров прибора и при очень резком восстановлении может приводить к большим всплескам обратного напряжения:

$$\Delta V_{AK} \approx \frac{I_R(max)}{\tau} L_0 \tag{4.68}$$

где τ — постоянная времени спада обратного тока.

В рассматриваемой схеме коммутации напряжение на тиристоре после восстановления обратной блокирующей способности начинает смещаться в положительное направление за счет процесса перезаряда конденсатора Co через сопротивление нагрузки. Интервал времени, в течение которого тиристор находится под обратным напряжением, называется схемным временем восстановления tc. Время, предоставляемое схемой для восстановления управляемости тиристора, должно быть всегда больше реального времени выключения тиристора t_{OFF}. которое обычно приводится в справочных данных. Чтобы определить влияющие факторы на параметр t_{OFF} и грамотно выбрать величину схемного времени tc, необходимо провести количественную оценку длительности переходного процесса выключения.

Перед выключением тиристора в его базовых областях накапливается начальный заряд Q_0, который полагают пропорциональным прямому анодному току:

$$Q_0 = k_1 \frac{E}{R_L} \tag{4.69}$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

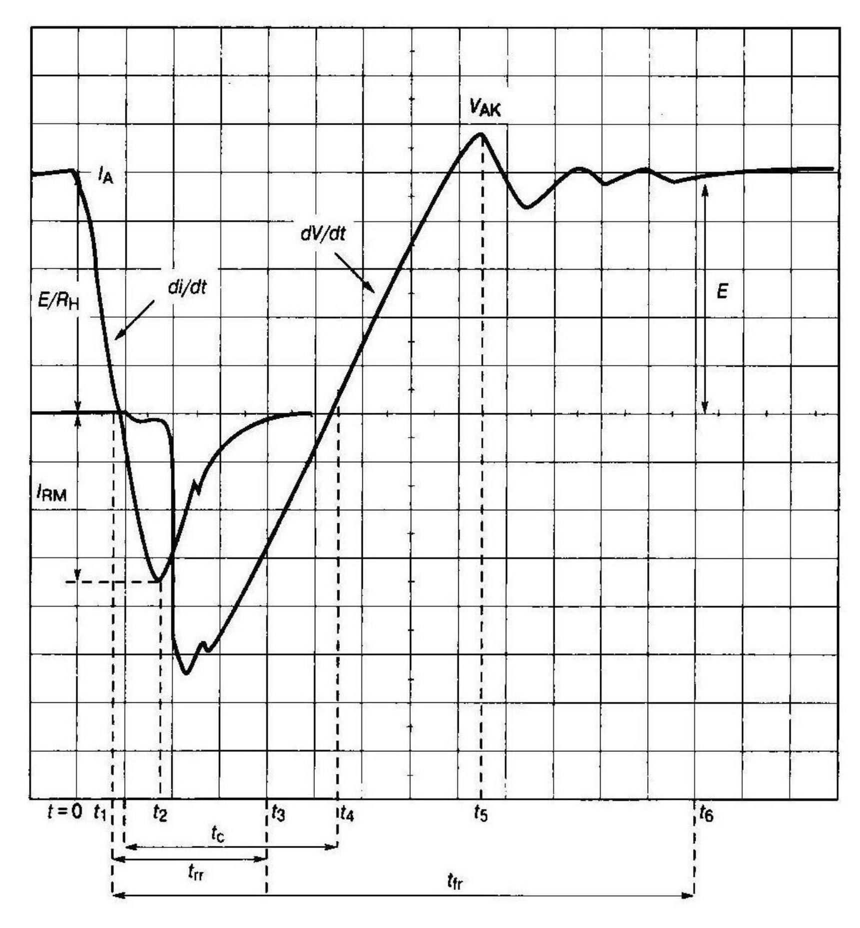


Рис. 4.36

Тиристор полностью восстанавливает управляемость в момент времени, когда накопленный заряд уменьшается до некоторой минимальной величины, называемой критическим зарядом Qк. Заряд Qк определяется из условий возможности развития регенеративного процесса с учетом дополнительных факторов, определяемых схемой применения. В отсутствии внешних воздействий начало регенеративного процесса можно определить минимальным зарядом, который зависит от характеристики цепи управления тиристором:

$$Q_K = Q_{MIN} = \kappa_2 I_{GST} \tag{4.70}$$

где κ_2 – коэффициент пропорциональности;

I_{GST} – статический ток управления, при котором развивается регенеративный процесс.

При выключении тиристора в режиме малых токов накопленный заряд уменьшается только за счет процесса рекомбинации, так как в данном режиме выключение тиристора эквивалентно запиранию насыщенного транзистора с оборванной базой:

$$Q(t) = Q_0 e^{-t/\tau_L} \tag{4.71}$$

где τ_L— время жизни носителей в режиме малых токов, при низком уровне инжекции в р-базе.

При выключении в режиме больших токов накопленный заряд частично выводится обратным током, однако этот эффект значительно ослабевает при

использовании цепей коммутации с конечным внутренним сопротивлением. На практике режим больших токов учитывается снижением постоянной времени рекомбинации накопленного заряда:

$$Q(t) = Q_0 e^{-t/\tau_H} \qquad (4.72)$$

где τ_H — время жизни носителей в режиме больших токов, при высоком уровне инжекции в p-базе.

Таким образом, время выключения тиристора можно определить из условия $Q(t) = Q_{MIN}$:

$$t_{OFF} = \tau \ln \frac{Q_0}{Q_{MIN}} = \tau \ln \frac{k_1 E/R_L}{k_2 I_{GST}} \qquad (4.73)$$

Главными критическими факторами, влияющими на запирающие свойства тиристора, являются динамические воздействия тока и напряжения.

Их учет сводится к увеличению времени восстановления полной блокирующей способности тиристора, а также применению при расчете максимальной рабочей частоты ключа параметра t_{FR} вместо схемного времени tc. При воздействии эффекта dV/dt в базы тиристора вносится дополнительный заряд через емкость обратной связи, что уменьшает величину критического заряда:

$$Q_K = \kappa_2 I_{GST} - \Delta VC \qquad (4.74)$$

где V — полное изменение прямого анодного напряжения;
C — емкость центрального перехода.

При этом время выключения возрастает:

$$t_{OFF} \approx \tau \ln \frac{k_1 \frac{E}{R_L}}{k_2 I_{GST} - \Delta VC} \qquad (4.75)$$

Воздействие di/dt на интервале включения повышает температуру перехода, что увеличивает накопленный заряд. Скорость уменьшения прямого анодного тока при коммутации влияет на величину начального заряда к моменту времени t_1 ($Q(t_1) < Qo$).

Общее схемное время восстановления в прямом направлении согласно рис. 4.37 можно выразить суммой (при условии $tc \geq t_{OFF}$):

$$t_{fr} = \frac{E/R_L}{(di/dt)_{OFF}} + \frac{E}{(dV/dt)} + t_{OFF} \qquad (4.76)$$

Тогда максимальная рабочая частота определяется из условия:

$$t_{MAX} \approx \frac{1}{t_P + t_{fr}} = \frac{1-D}{t_{fr}} \qquad (4.77)$$

Где t_P – время прямой проводимости ключа;

$D = \frac{t_P}{t_P + t_{fr}}$ - скважность импульса прямого тока.

Для однооперационных тиристоров максимальная частота обычно не превышает 10...20 кГц и сильно зависит от изменения времени выключения

тиристора t_{OFF}. Рассмотренный анализ позволяет определить основные схемные факторы воздействия на параметр t_{OFF}, приводящие к его увеличению и соответственно к ухудшению частотных свойств схемы:

1. Увеличение температуры перехода.
2. Увеличение амплитуды тока нагрузки.
3. Увеличение скорости спада прямого тока.
4. Уменьшение максимального обратного тока.
5. Уменьшение обратного напряжения коммутации.
6. Увеличение скорости нарастания прямого напряжения.
7. Увеличение амплитуды прямого запираемого напряжения. Диаграммы выключения запираемого тиристора GTO представлены на рис. 4.37.

В переходном процессе можно выделить несколько основных этапов:

1. Интервал $t < t_0$. Тиристор находится в открытом состоянии, и в цепи нагрузки протекает прямой ток I_A.
2. Интервал t_0 — t_1.В момент времени t_0 начинается процесс нарастания отрицательного тока управления, скорость изменения которого определяется индуктивностью запирающего канала драйвера. В течение данного интервала напряжение на управляющем электроде близко к нулевому уровню и постепенно возрастает из-за увеличения запирающего тока и поперечного сопротивления базового слоя. Анодный ток и напряжение на ключе практически неизменны.
3. Интервал t_1 — t_2. В момент времени t_1 происходит экстракция достаточного заряда по цепи управления для прерывания регенеративного процесса в структуре тиристора. Анодный ток ключа спадает достаточно быстро, а ток нагрузки частично переходит в демпфирующую цепь. Наличие паразитной индуктивности в RC-цепи вызывает начальный всплеск анодного напряжения. В момент t_1 также происходит восстановление блокирующей способности управляющего электрода, однако накопленная в индуктивности запирающего канала энергия немедленно переводит p-n-переход в стадию обратимого пробоя.

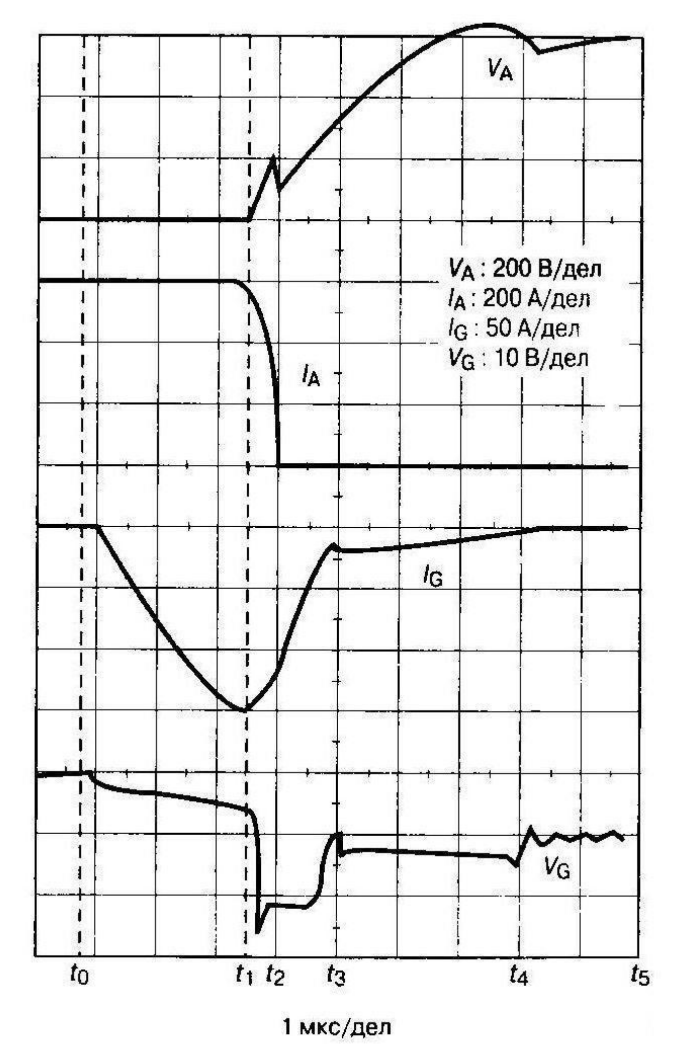
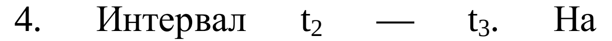


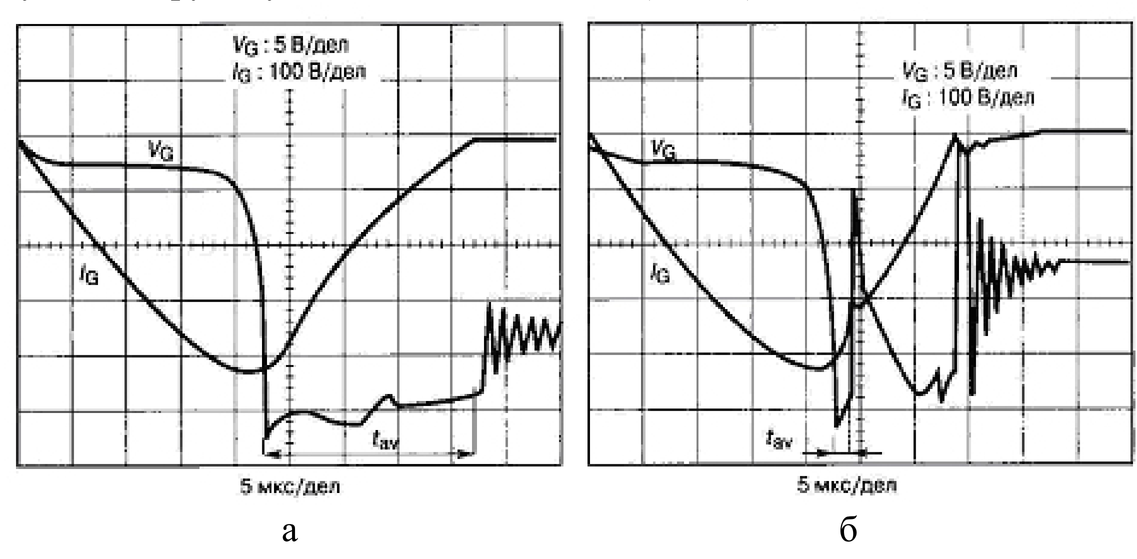
Рис. 4.37


4. Интервал t_2 — t_3. На

управляющем переходе поддерживается состояние пробоя, при этом отрицательный ток управления плавно спадает. Обратимость состояния пробоя поддерживается максимально допустимым временным интервалом, который устанавливается для каждого типа тиристора (5...20 мкс). Если запасенной энергии в индуктивности драйвера недостаточно, интервал пробоя значительно укорачивается, при этом резко спадает отрицательный ток управления. Такая ситуация достаточно опасна, с учетом относительно больших интервалов протекания остаточного тока (рис. 4.38). В течение данного периода анодное напряжение нарастает со скоростью заряда конденсатора RC-цепи током нагрузки. Анодный ток падает до значений остаточного тока, который поддерживается носителями заряда из n-базы.

5. Интервал t_3 — t_4. Анодное напряжение продолжает увеличиваться при остаточном токе в тиристоре. В момент f3 энергия индуктивности цепи управления практически полностью рассеивается и напряжение на переходе снижается до величины отрицательного источника запирания. Так как управляющий переход заперт, остаточный ток ключа протекает по цепи анод — управляющий электрод.

6. Интервал t_4 —t_5. Анодное напряжение после некоторых колебаний, вызванных паразитной индуктивностью RC-цепи, стабилизируется на уровне источника питания ключа. Ток ключа близок к нулевому значению (с точностью до тока утечки), поскольку накопленные в n-базе носители полностью удалены. При этом отрицательное напряжение на управляющем электроде может быть уменьшено до уровня смещения, поддерживающего прямую блокирующую способность ключа (= -2 В).



а б

Рис. 4.38

На основе проведенного анализа остановимся на некоторых моментах схемотехнического применения GTO:

1. Динамические характеристики схемы определяются главным образом временем выключения тиристора t_{GQ}, большую часть которого составляет время запаздывания по выключению t_{GL}. Данное время фактически

представляет собой время нарастания отрицательного тока управления, которое увеличивается с ростом тока нагрузки и температуры (рис. 4.39).
2. Для заданного режима нагрузки (анодный ток в открытом состоянии, напряжение питания ключа, температура перехода) величина заряда О, выносимого по цепи управления в течение времени нарастания отрицательного тока управления, практически не зависит от скорости экстракции заряда. Максимальная величина запирающего тока IG-(MAX) может быть при этом представлена как функция скорости нарастания отрицательного тока $\frac{di_G}{dt}$:

$$I_G^-(\max) \approx \sqrt{2Q\frac{di_G}{dt}} \tag{4.78}$$

Время t_{GL} при этом определяется как:

$$t_{GL} \approx \sqrt{2Q\left(\frac{di_G}{dt}\right)^{-1}} \tag{4.79}$$

Таким образом, коэффициент запирания G_{GQ} уменьшается с ростом скорости нарастания отрицательного управляющего тока при одновременном снижении времени выключения тиристора (рис. 4.40). В некоторых пределах уменьшение параметра GGQ является полезным с точки зрения повышения быстродействия, улучшения динамического распределения тока между ячейками структуры при выключении, снижения общих потерь в ключе.

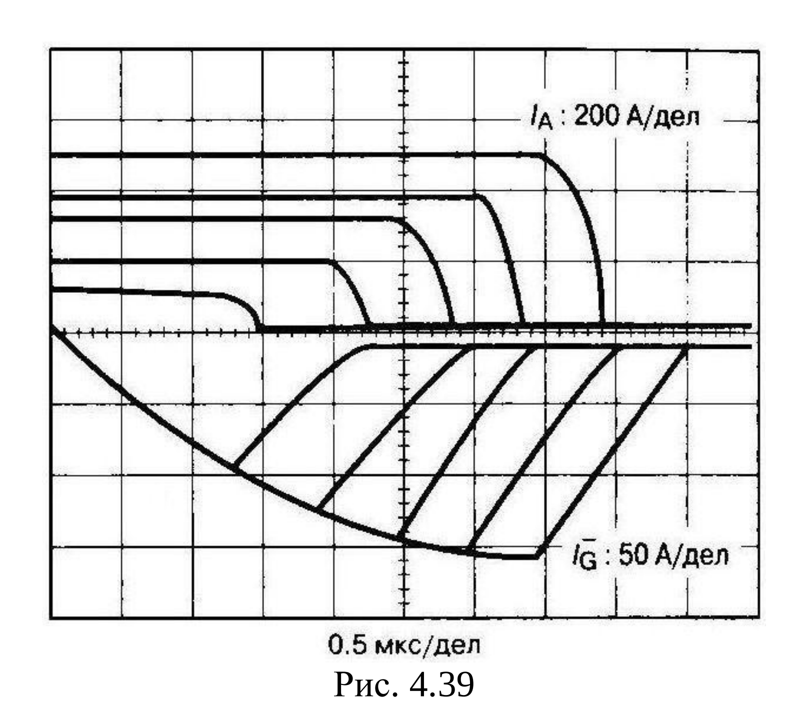


Рис. 4.39

Однако при некоторой критической скорости начинает резко увеличиваться хвостовой ток тиристора из-за роста остаточного заряда в n-базе. По этой причине устанавливают минимальную (~10...20 А/мкс) и максимальную (~80...120 А/мкс) скорость изменения тока запирания.

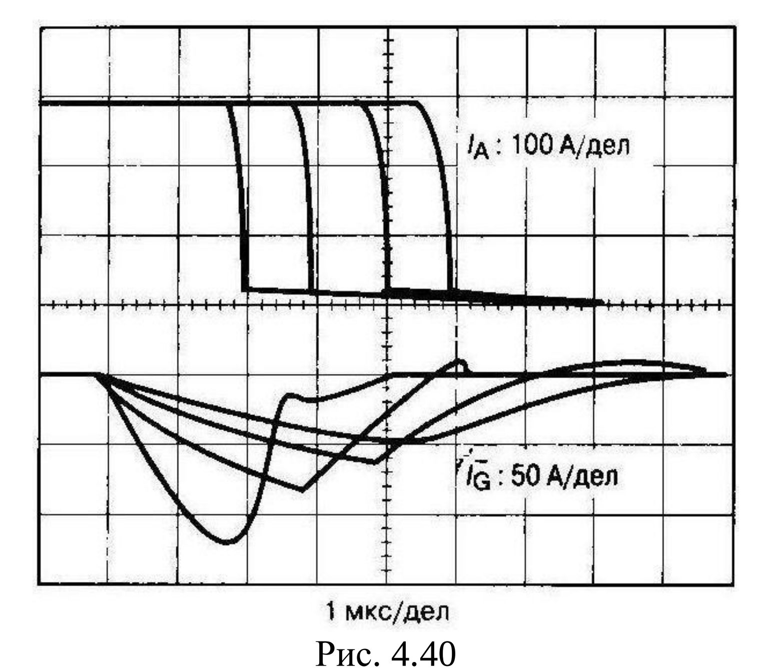


Рис. 4.40

3. Поскольку использование GTO предполагает применение защитных RC-цепей, энергия потерь при выключении E_{OFF} задается как функция тока нагрузки с использованием в качестве параметра величины емкости демпфирующего конденсатора (рис. 4.41). Увеличение емкости вызывает уменьшение энергии потерь, поскольку фронт нарастания анодного напряжения становится более медленным.

E_{OFF} [Дж/импульс]
C_0 = 3.0 мкФ
4.0 мкФ
6.0 мкФ
E = 2250 В
di_{GQ}/dt = –40 А/мкс
V_{RG} = 17 В
L_0 = 0.3 мкГн
T_j = 125°C
I_A [А]

Рис. 4.41

4. При расчете общих энергетических потерь в схеме необходимо добавлять к потерям в ключе потери в самой RC-цепи, которые всегда увеличиваются с ростом величины емкости. При достаточно большом значении C суммарные потери могут оказаться больше.

5. Включение тиристора не должно производиться до истечения интервала времени полного выключения ячеек структуры, что объясняется неравномерным распределением остаточного тока в катодных областях.

6. Время выключения GTO имеет разброс порядка нескольких мкс, что затрудняет динамическое выравнивание напряжений при использовании последовательного соединения ключей.

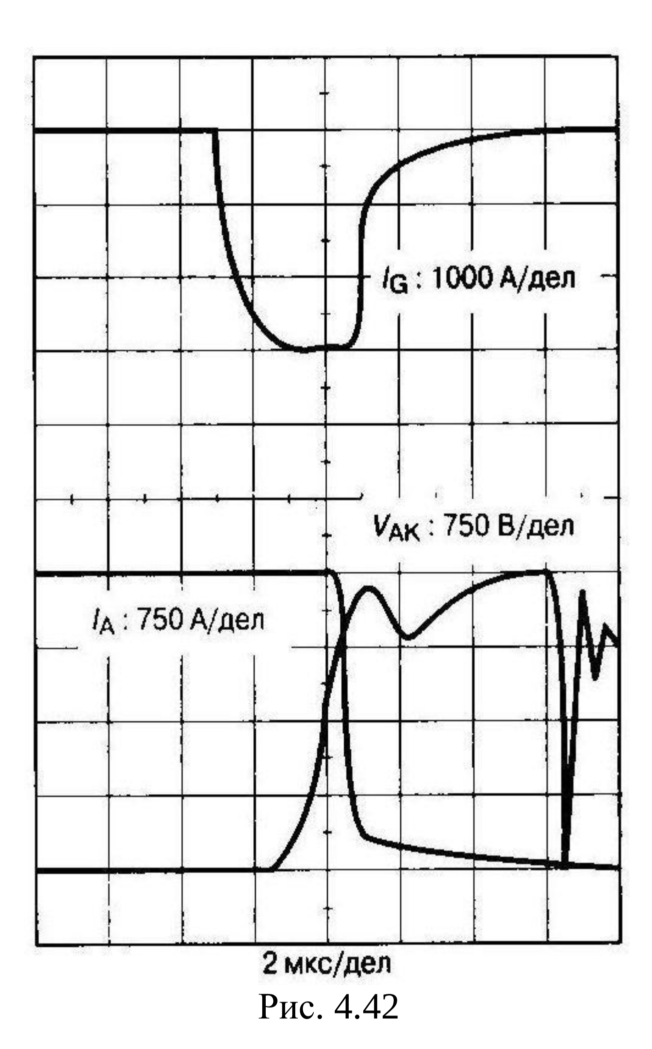
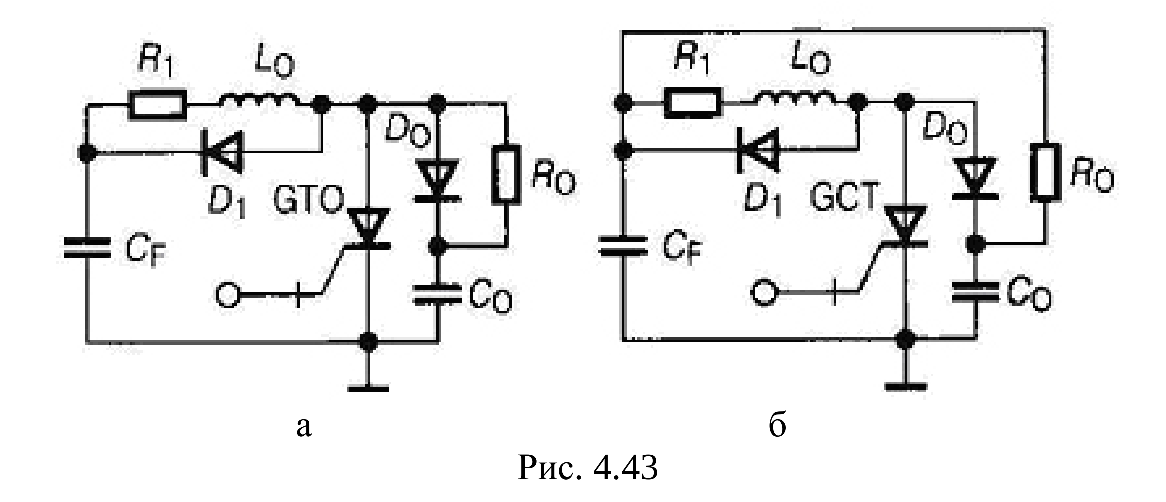


Рис. 4.42

7. Нельзя осуществлять запирание структуры тиристора, если превышено допустимое значение максимального запираемого тока. В противном случае структура ячеек может быть повреждена. Таким образом, в режиме перегрузок необходимо использовать дополнительные схемы защиты (плавкие предохранители, быстродействующие выключатели и т.п.).

Указанные проблемы в значительной мере преодолеваются при использовании запираемых тиристоров с переключением анодного тока в цепь управления (GCT). Переходный процесс выключения GCT-ключа представлен на рис. 4.42. Энергетические потери на 'выключение в данных ключах более чем в два раза могут превосходить аналогичные потери в GTO-тиристорах. Однако суммарные потери за счет применения более экономичных цепей защиты уменьшаются почти на 50% (рис. 4.43).



а б

Рис. 4.43

4.4. Применение ключевых транзисторов в схемах электронных балластов

Для применения в схемах электронных балластов для флуоресцентных ламп компанией «ON Semiconductor» специально выпускается серия дискретных ключевых транзисторов (биполярных и IGBT) серии PowerLux [4]. Питание ламп дневного света от данных преобразователей обеспечивается переменным током частотой 20...60 кГц, наиболее оптимальной для характеристик светоотдачи и КПД. На сегодняшний день в качестве типовых схем электронных балластов используют обратноходовые инверторы, а также резонансные схемы источников тока и напряжения.

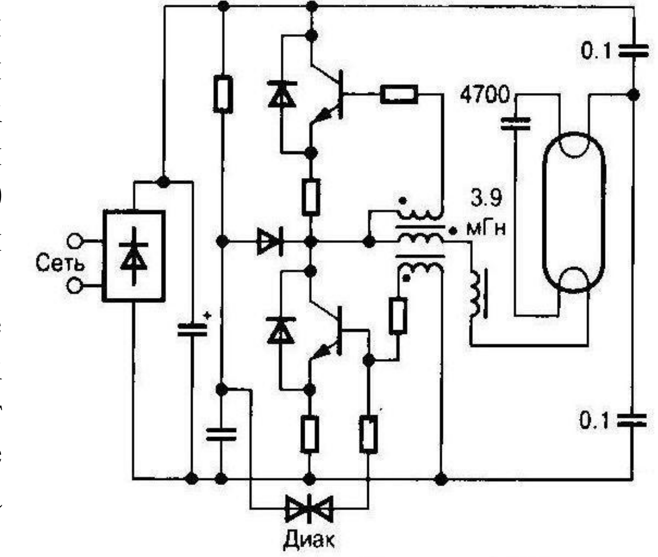


Рис. 4.44

По ряду технических (допустимое напряжение ключа, токовая перегрузка) и стоимостных показателей наиболее предпочтительными являются схемы полумостовой конфигурации, в которых используется резонансная последовательная LC-цепь для обеспечения напряжения зажигания лампы (рис. 4.44 и рис. 4.45).

Главным ограничивающим фактором применения МДП-транзисторов стандартной технологии является относительно высокое сопротивление открытого канала, для уменьшения которого приходится увеличивать относительные размеры полупроводникового кристалла. Поэтому более перспективным выглядит применение ключевых транзисторов типа CoolMOS (рис. 4.46).

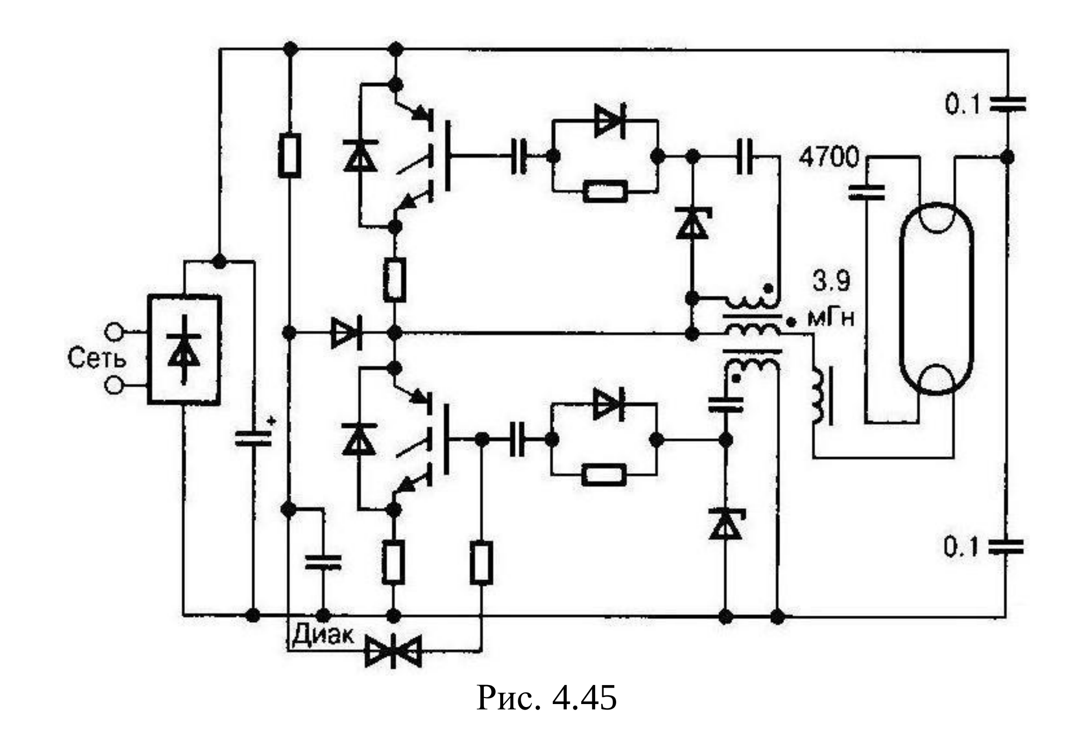


Рис. 4.45

На примере полумостовой схемы с последовательным резонансным LC-контуром рассмотрим особенности применения биполярного транзисторного ключа.

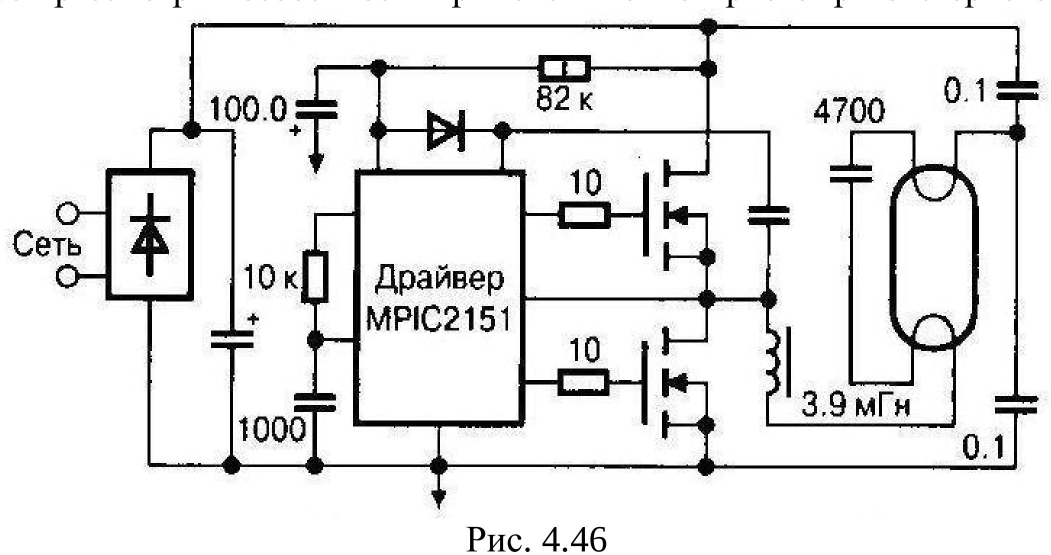


Рис. 4.46

Принцип работы преобразователя определяется характером нагрузки, в данном случае характеристиками флуоресцентной лампы. Для обеспечения ионизации газа внутри лампы и ее зажигания используется последовательный резонанс напряжения, в результате которого возрастает напряжение на конденсаторе, подключенном параллельно лампе. Максимальное напряжение, которое может быть получено на нагрузке, определяется уравнением:

$$V_L(\max) \approx 0.45E\sqrt{(Q^2+1)} \qquad (4.80)$$

где E – напряжение питания полумостовой схемы;

Q –добротность последовательного RLC-контура.

На рис. 4.47 представлена характеристика изменения комплексного сопротивления нагрузки от частоты переключения транзистора. При начальном запуске преобразователя частота управления несколько выше резонансной и точка покоя по переменному току находится в зоне, обозначенной буквой А. Это так называемая область предварительного разогрева накальных нитей лампы.

Данный режим необходим для дальнейшего более эффективного запуска режима зажигания лампы, а также для продления срока ее службы. Затем частота понижается, и линия нагрузки перемещается в зону В. Ток схемы растет, и в результате явления резонанса напряжение на емкости С увеличивается до необходимого уровня зажигания лампы. Так как сопротивление лампы после зажигания уменьшается, емкость С оказывается частично шунтированной. Это изменяет характеристику нагрузки (сдвиг влево на рис. 4.47), а точка покоя перемещается в зону установившегося состояния (зона Д). При этом ток в схеме определяется главным образом индуктивностью L и напряжением питания преобразователя.

Осциллограммы коллекторного тока и напряжения ключа для режима запуска схемы и установившегося состояния представлены на рис. 4.48.

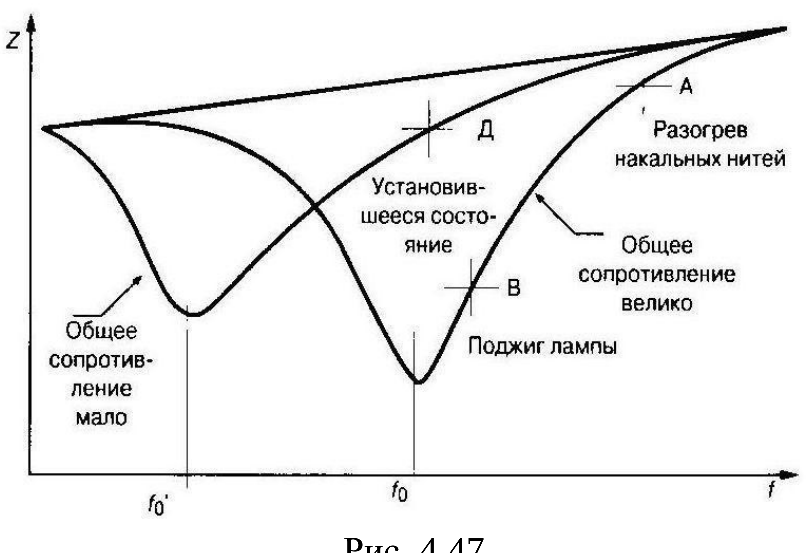


Рис. 4.47

Выбор типа ключевого транзистора в данной схеме определяется предельным значением рабочего напряжения, режимом токовой нагрузки, а также максимально допустимой мощностью потерь. Напряжение питания полумостовой схемы определяется как максимальное напряжение питающей сети:

$$E = \sqrt{2}\, V_{EF} \approx 311\text{В} \qquad (4.81)$$

где V_{EF} = 220В – действующее значение напряжения сети переменного тока.

С учетом изменения напряжения сети в пределах 15% и необходимости некоторого запаса минимальный класс рабочего напряжения ключа выбирается равным:

$$V_{(BR)CEO} \approx 400\text{ В} \qquad (4.82)$$

где $V_{(BR)CEO}$ — напряжение пробоя коллектор—эмиттер при оборванной базе.

Поскольку режим оборванной базы на практике не используется, для биполярных транзисторов устанавливается параметр — напряжение пробоя коллектор—эмиттер с учетом смещения базовой цепи ($V_{(BR)CER}$, $V_{(BR)CEV}$, и т.п.), которое значительно больше, чем напряжение $V_{(BR)CEO}$. Для предельного варианта закороченной базы:

$$V_{(BR)CES} \approx 700\ \text{В} \tag{4.83}$$

При определении токовой нагрузки ключа необходимо учитывать значение тока в установившемся состоянии и в режиме запуска схемы, а также провести оценку изменения коэффициента усиления тока h_{FE} в заданном диапазоне рабочего тока.

Максимальное значение тока в установившемся режиме $I_C(max)$ определяется конфигурацией силовой схемы, характером нагрузки и мощностью лампы. Для полумостовой схемы с учетом практически линейного закона изменения тока и для стандартной мощности применяемых на сегодня в Европе ламп P_L = 55 Вт значение тока $I_C(max)$ можно рассчитать по формуле:

$$I_C\,(\max) = 2\sqrt{2}\,(P_L\,/\,V_{EF}) \approx 0.71\text{A} \tag{4.84}$$

В режиме запуска максимальные токи увеличиваются в 4...5 раз по сравнению с установившимся режимом, поэтому необходимо выбирать транзисторы на рабочий ток = 4 А.

Рассчитанным значениям соответствует биполярный транзистор серии PowerLux D2 типа BUL45D2 с параметрами $V_{(BR)CES}$ = 700В и $I_C(max)$ = 4А. Транзисторы данного типа имеют гарантированное минимальное значение параметра h_{FE} = 20 с разбросом ±30% для комнатной температуры 25°С и токовой нагрузки 1А. При управляющем базовом токе I_B = 0.25А это обеспечивает гарантированное насыщение транзистора ($V_{BE}(sat)$ = 1В, $V_{CE}(sat)$ = 0.4В) во всем диапазоне токовой нагрузки.

Максимальная температура внутри корпуса электронного балласта устанавливается равной 70°С. Максимально допустимая температура перехода $T_J(max)$ для приборов типа BUL45D2 равна 150°С. Для заданного режима нагрузки ключа необходимо провести оценку мощности потерь и убедиться, что температура структуры ниже допустимого уровня.

Дополнительные данные для расчета:

Частота переключения f = 40 кГц;

Длительность открытого состояния ключа tp = 12.5 мкс;

Время спада тока ключа t_F = 100 не;

Тепловое сопротивление переход—окружающая среда (при работе ключа без охладителя) R_{ThJA} = 62.5°С/Вт (тип корпуса ТО220);

Мощность потерь на переключение (выключение):

$$P_{OFF} = (EI_C(\max)\, t_F\, f)/2 = 0.44\ \text{Вт} \tag{4.85}$$

Мощность потерь в открытом состоянии:

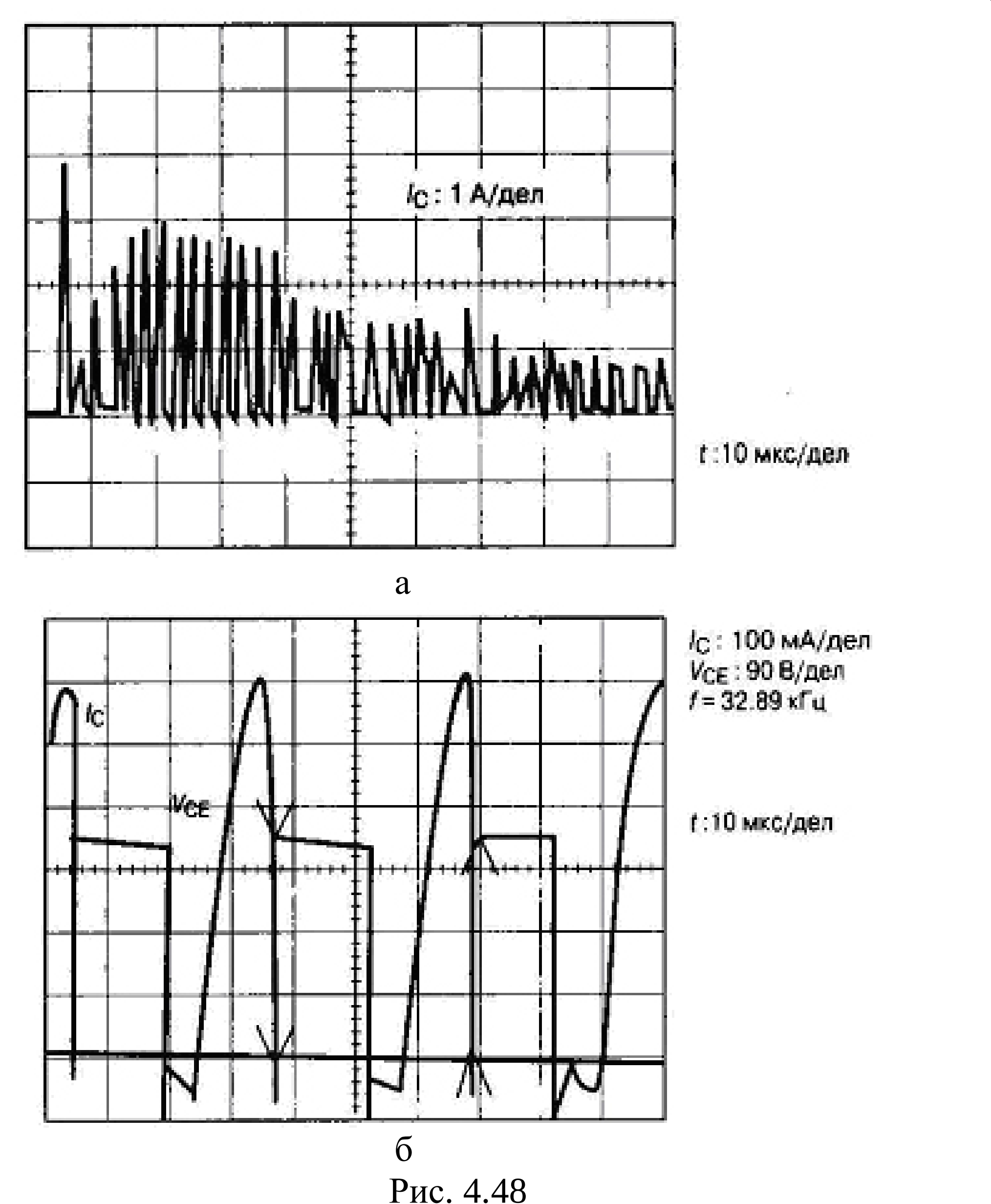
$$P_{ON} = (V_{CE}(\text{sat})\, I_C(\max)\, t_P\, f)/2 = 0.07\ \text{Вт} \tag{4.86}$$

Мощность потерь на управление:

$$P_G = V_{BE}(sat)\ I_B\ t_P\ f = 0.125\ \text{Вт} \quad (4.87)$$

Температура перехода:

$$T_J = R_{ThJA}\,(P_{OFF} + P_{ON} + P_G) + T_A = 110^{\circ}C < 150^{\circ}C \quad (4.88)$$



а

б

Рис. 4.48

4.5. Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных источниках питания

Импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭП) можно разделить на следующие типы:

1. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное с импульсным преобразователем, питаемым от первичного источника в виде аккумулятора или батареи с гальваническим и без такового разделением входных и выходных цепей.

2. Бестрансформаторные источники с импульсным преобразованием электроэнергии, содержащие питаемый от первичной сети переменного тока выпрямитель, импульсный преобразователь с ВЧ-трансформатором и выпрямители, питающие нагрузку. В зависимости от требований нагрузки и уровня преобразуемой мощности импульсные преобразователи строятся по однотактным и двухтактным схемам [4,5]. В первом варианте магнитопровод трансформатора используется в режиме однополярного перемагничивания, ограничивая величину преобразуемой мощности уровнем нескольких сотен Ватт. Для преобразования мощности более 500 Вт необходим двухтактный принцип переключения, позволяющий существенно снижать объем магнитопровода ВЧ-трансформатора. Однако при этом увеличивается число ключевых транзисторов преобразователя (два или четыре). Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных преобразователях позволяет получить следующие преимущества:

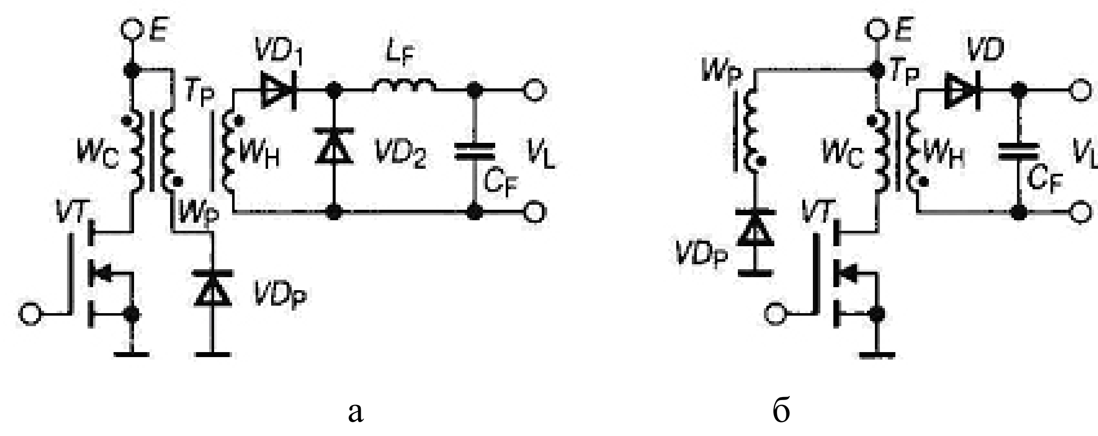
- Уменьшение динамических потерь.
- Повышение частоты переключения и, как следствие, снижение массогабаритных показателей трансформаторов и фильтров.
- Упрощение схемы управления.
- Повышение нагрузочной способности по току и тепловой стабильности.

Повышение частоты переключения до сотен килогерц позволяет снизить удельную мощность ИВЭП до 200...500 Вт/кг при эффективности преобразования 80...95%. В данных режимах процессы переключения МДП-транзисторов зависят от структуры схемы и характера нагрузки.

4.5.1. МДП-транзисторы в однотактных схемах импульсных преобразователей

Преобразователи постоянного напряжения обеспечивают гальваническое разделение входных и выходных цепей с помощью трансформаторов, преобразование и регулирование уровней выходного напряжения. Основным достоинством однотактных схем является отсутствие схем симметрирования работы трансформаторов, малое количество ключей, простота схем управления.

Наиболее широкое применение находят два типа однотактных преобразователей: с передачей энергии в нагрузку на этапе замкнутого состояния регулирующего ключа (в импульсе) и с передачей энергии на этапе разомкнутого состояния ключа (в паузе), называемых также прямоходовыми и обратноходовыми преобразователями (рис. 4.49).



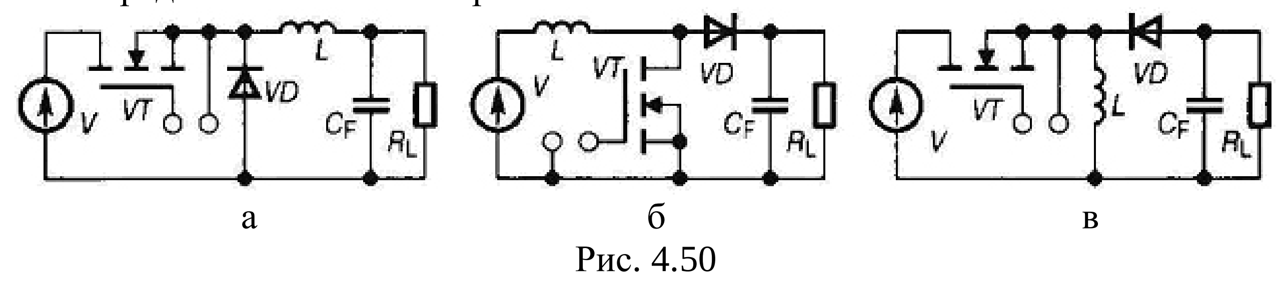
а б

Рис. 4.49

Регулирование выходного напряжения возможно только при совместной работе собственно преобразователя, содержащего силовой ключ и разделительный трансформатор, и импульсного регулятора напряжения.

Основные варианты схем регуляторов постоянного напряжения с индуктивным накопителем энергии представлены на рис. 4.50.

Для индуктивной нагрузки возможными режимами работы являются режим непрерывного и разрывного тока. В режиме прерывистых токов для всех типов регуляторов напряжения нагрузка ключевого транзистора может быть представлена по схеме рис. 4.51.



а б в

Рис. 4.50

Задержка включения транзистора при данной нагрузке td(on) может быть определена по формуле (4.25), поскольку составляющие входной цепи управления остались неизменными по сравнению с чисто резистивной нагрузкой. На втором этапе включения происходит разряд выходной емкости транзистора C_{OUT} током стока и время включения f_{0N} по напряжению можно оценить по формуле:

$$t_{ON} \approx \frac{EC_{OUT}}{I_{C0}} \qquad (4.89)$$

где E— выходное напряжение в схеме ключа;
$Ico = S(E_{IN} - V_O)$— ток стока;
S — силовая крутизна транзистора;
E_{IN}—эквивалентное напряжение входного источника;
V_0 — пороговое напряжение отпирания транзистора.
При запирании транзистора этап задержки f_D(off) рассчитывается по формуле (4.32), а фронт выключения по напряжению t_{OFF1} определяется формулой:

$$t_{OFF1} \approx \frac{EC_{OUT}}{I_L(t_P)} \qquad (4.90)$$

где $I_L(t_P) \approx \frac{Et_P}{L}$ — ток в индуктивности к моменту tp окончания положительного входного сигнала.

При t = t_{OFF1} напряжение на транзисторе становится равным E, при этом отпирается диод VD, принимающий ток, накопленный в индуктивности. При постоянном напряжении на ключе, равном E, ток стока уменьшается по закону:

$$i_D(t) = I_L(t_P)e^{-t/R_{IN}C_{IN}} \qquad (4.91)$$

где $C_{IN} = C_{QS} + C_{GD}$ - входная емкость транзистора.

Длительность спада тока определяется по формуле:

$$t_{OFF2} = (2...3)R_{IN}C_{IN} \qquad (4.92)$$

Мощность динамических потерь в транзисторе в режиме разрывных токов:

$$P_{ON} \approx \frac{E^2 C_{OUT}}{2} f \qquad (4.93)$$

$$P_{OFF} \approx \frac{E^2 C_{OUT}}{2} f + EI_L(t_P)R_{IN}C_{IN}f \qquad (4.94)$$

где f – частота коммутации силового транзистора.

Напряжение и ток ключевого транзистора при разрывных токах показаны на рис. 4.52. В режиме непрерывных токов в индуктивности схема ключа преобразуется к виду рис. 4.53. Ток /о представляет собой среднее значение тока в нагрузке регулятора за период. К моменту отпирания ключа диод VD открыт током нагрузки, а в его базе накоплен некоторый заряд. Время задержки включения fo(on) определяется аналогично режиму прерывистых токов. Поскольку в процессе нарастания тока стока к транзистору по-прежнему приложено постоянное напряжение E (из-за открытого состояния обратного диода VD), напряжение во входной цепи прибора продолжает изменяться по закону:

$$V_{GS}(t) = E_{IN}\left(1 - e^{-t/R_r C_{IN}}\right) \qquad (4.95)$$

Тогда изменение тока стока на этапе нарастания можно представить в виде:

$$i_D(t) \approx S\,(V_{GS}(t) - V_0) \qquad (4.96)$$

Фронт нарастания tr состоит из двух составляющих: первая fr1 определяется изменением тока стока от нуля до непрерывного тока нагрузки I_0, вторая t_{r2} связана с рассасыванием накопленного в диоде заряда. Время t_{r2} определяется динамическими параметрами демпферного диода Qrr и trr и характером его восстановления. В первом приближении мощность потерь при включении в режиме непрерывных токов можно определить:

$$P_{ON} \approx 0.5\, E I_0\, t_{r1}\, f + E I_0\, t_{rr}\, f + E\, Q_{rr}\, f \qquad (4.97)$$

где $t_{r1} \approx \dfrac{I_0 R_{IN} C_{IN}}{S E_{IN}}$.

Процесс выключения МДП-транзистора в режиме непрерывных токов протекает качественно, аналогично рассмотренному ранее для разрывных токов. Для расчета потерь P_{OFF} можно воспользоваться выражением (4.94), заменив $I_L(tp)$ на величину I_O. Диаграммы переходного процесса представлены на рис. 4.54.

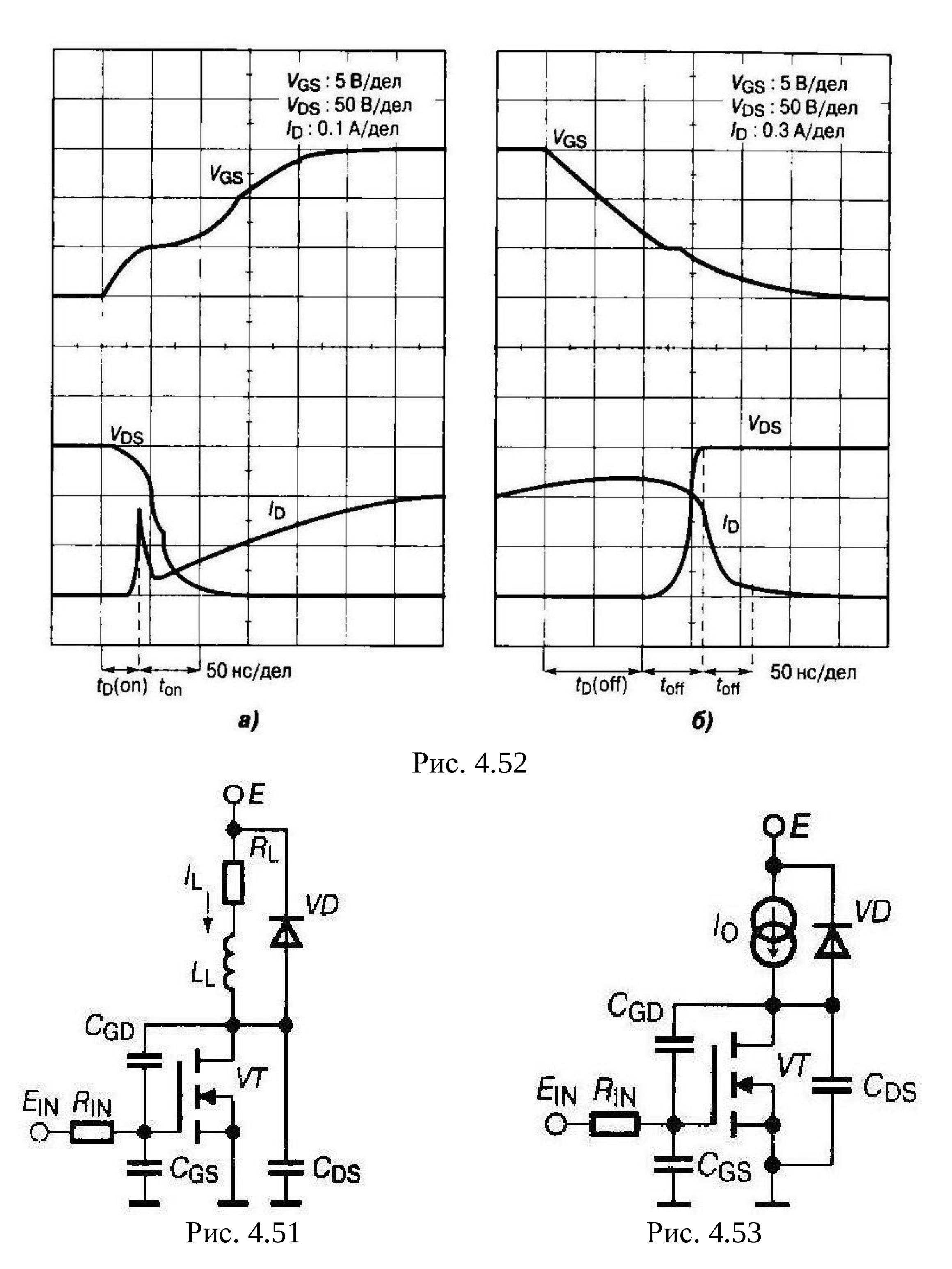


Рис. 4.52

Рис. 4.51

Рис. 4.53

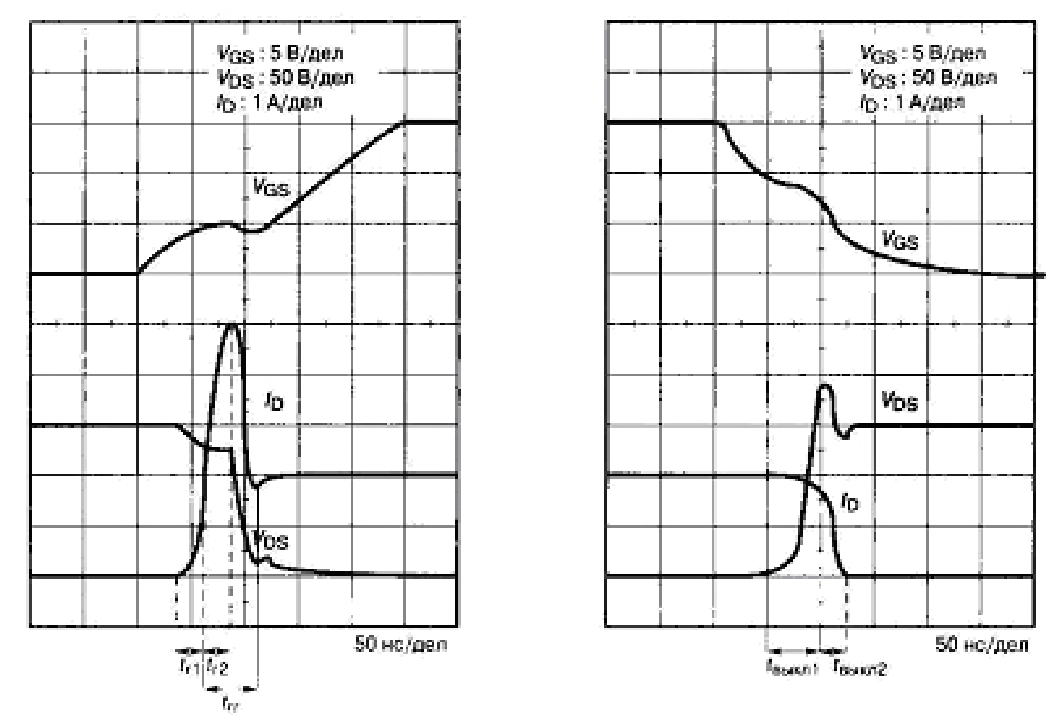


Рис. 4.54

4.5.2. МДП-транзисторы в двухтактных схемах импульсных преобразователей

При увеличении выходной мощности в нагрузке свыше 500 Вт используют двухтактные преобразователи, которые обычно строятся по схемам с нулевым выводом, полумостовой и мостовой конфигураций (рис. 4.55). В схеме с нулевым выводом к ключевому транзистору прикладывается двойное напряжение питания. Другим недостатком схемы является возможность насыщения ВЧ транзистора постоянной составляющей тока подмагничивания; из-за неидеальности отдельных плеч преобразователя. Это ограничивает применение схемы с нулевым выводом при относительно высоких уровнях (> 100 В) питающего напряжения. Указанных недостатков лишены схемы полумостовой конфигурации, которые находят более широкое практическое применение.

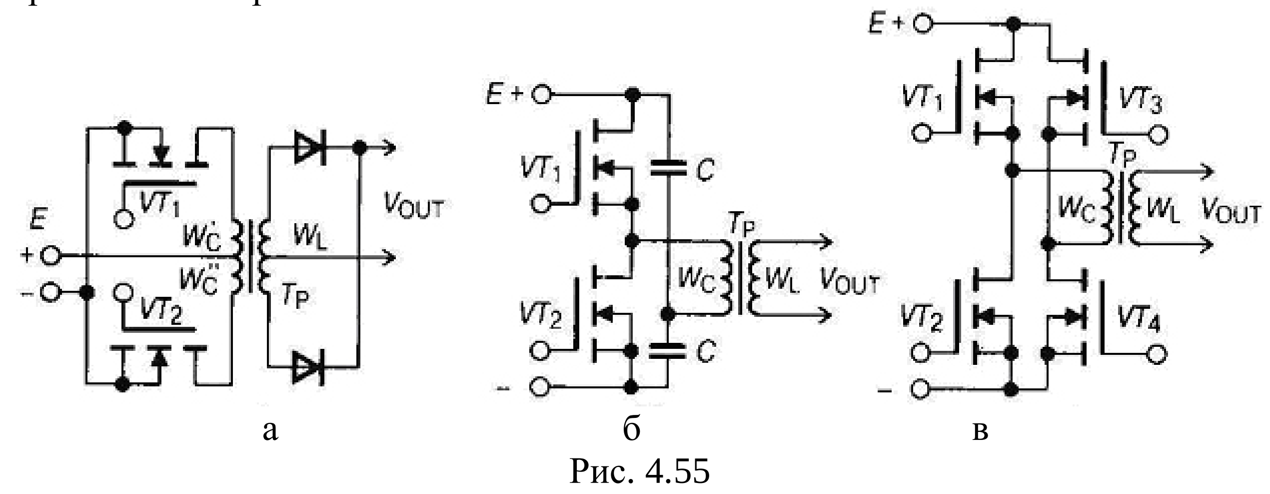


Рис. 4.55

При работе на активно-индуктивную нагрузку транзисторы в двухтактных схемах должны быть зашунтированы встречно-параллельными диодами для обеспечения сброса избыточной энергии дросселя. В случае применения мощных МДП-транзисторов в качестве обратных диодов могут быть использованы внутренние диоды структуры основного ключа (рис. 4.56).

В мостовых схемах на быстрых МДП-транзисторах следует учитывать высокие скорости изменения напряжения, прикладываемые к закрытому ключу при включении противофазного транзистора. Это может приводить к следующим отказам (рис. 4.57):

1. Включение нижнего транзистора за счет заряда входной емкости выше порогового уровня.
2. Включение паразитного биполярного транзистора за счет емкостной составляющей тока через выходную емкость.
3. Включение паразитного биполярного транзистора при выключении внутреннего обратного диода, что эквивалентно резкому увеличению заряда восстановления.

По указанным причинам рекомендуется применять схемы управления с отрицательным смещением в цепи затвор—исток при закрытом состоянии ключа (рис. 4.58), а также специальные типы МДП-транзисторов, в которых эффект отпирания паразитного биполярного транзистора подавлен технологическими методами управления временем жизни носителей. Более эффективным является применение транзисторных модулей полумостовой конфигурации с отдельно встроенными кристаллами обратных диодов (рис. 4.59), динамические характеристики которых оптимизированы для режима «мягкого» восстановления. На рис. 4.60 показаны ограничения, накладываемые на токовую нагрузку ключей при воздействии динамических эффектов напряжения и тока для различных типов МДП-транзисторов. Дополнительным фактором обеспечения надежной работы преобразователя является строгий алгоритм подключения систем питания. При запуске сначала подается напряжение в схему управления, затем включается силовое питание.

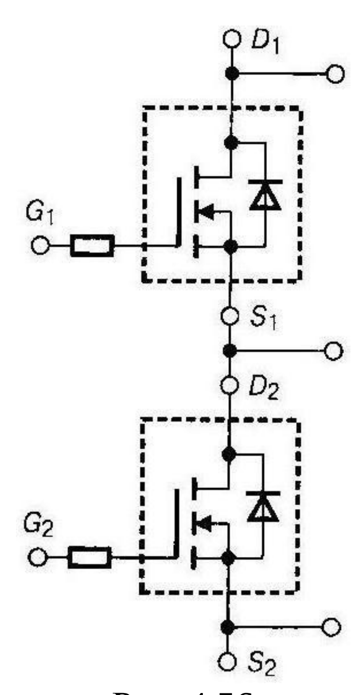


Рис. 4.56

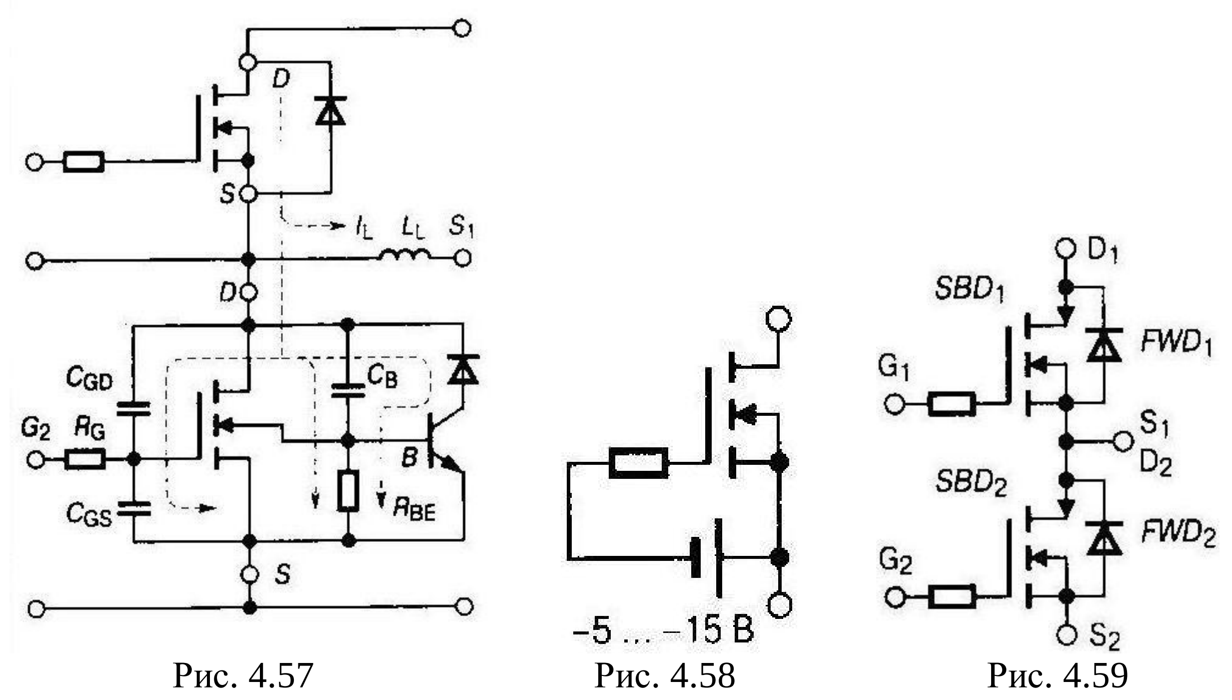


Рис. 4.57 Рис. 4.58 Рис. 4.59

При выключении преобразователя первым отключается силовое питание, затем проверяется разряд всех фильтровых конденсаторов и только в последнюю очередь отключается питание цепей смещения транзисторов. При работе импульсных преобразователей на токи нагрузки в десятки и сотни ампер со скоростью изменения характерной для МДП-транзисторов от 100 А/мкс и выше необходимо учитывать паразитные индуктивности схемы (рис. 4.61). Данные индуктивности определяются как внутренними индуктивностями корпусов силовых транзисторов (главным образом со стороны цепей разводки истока Ls), так и индуктивностями монтажа LD. Типовые значения Ls для современных корпусов полумостовой конфигурации МДП-транзисторов 5...15 нГн.

При относительно грамотной конструкции силового монтажа внешняя паразитная индуктивность LD = 20...100нГн. Паразитные индуктивности схемы приводят к следующим эффектам:

1. Ухудшают эффективность управления:

$$V_{GS} = E_G - L_S\left(\frac{di_D}{dt} + \frac{di_G}{dt}\right) \qquad (4.98)$$

где $\frac{di_D}{dt}$ - скорость изменения выходного тока стока;

$\frac{di_G}{dt}$ — динамическая составляющая тока затвора.

2. Вызывают всплеск напряжения при выключении и провал при включении:

$$V_{DS} = E \pm (L_S + L_D)\frac{di_D}{dt} \qquad (4.99)$$

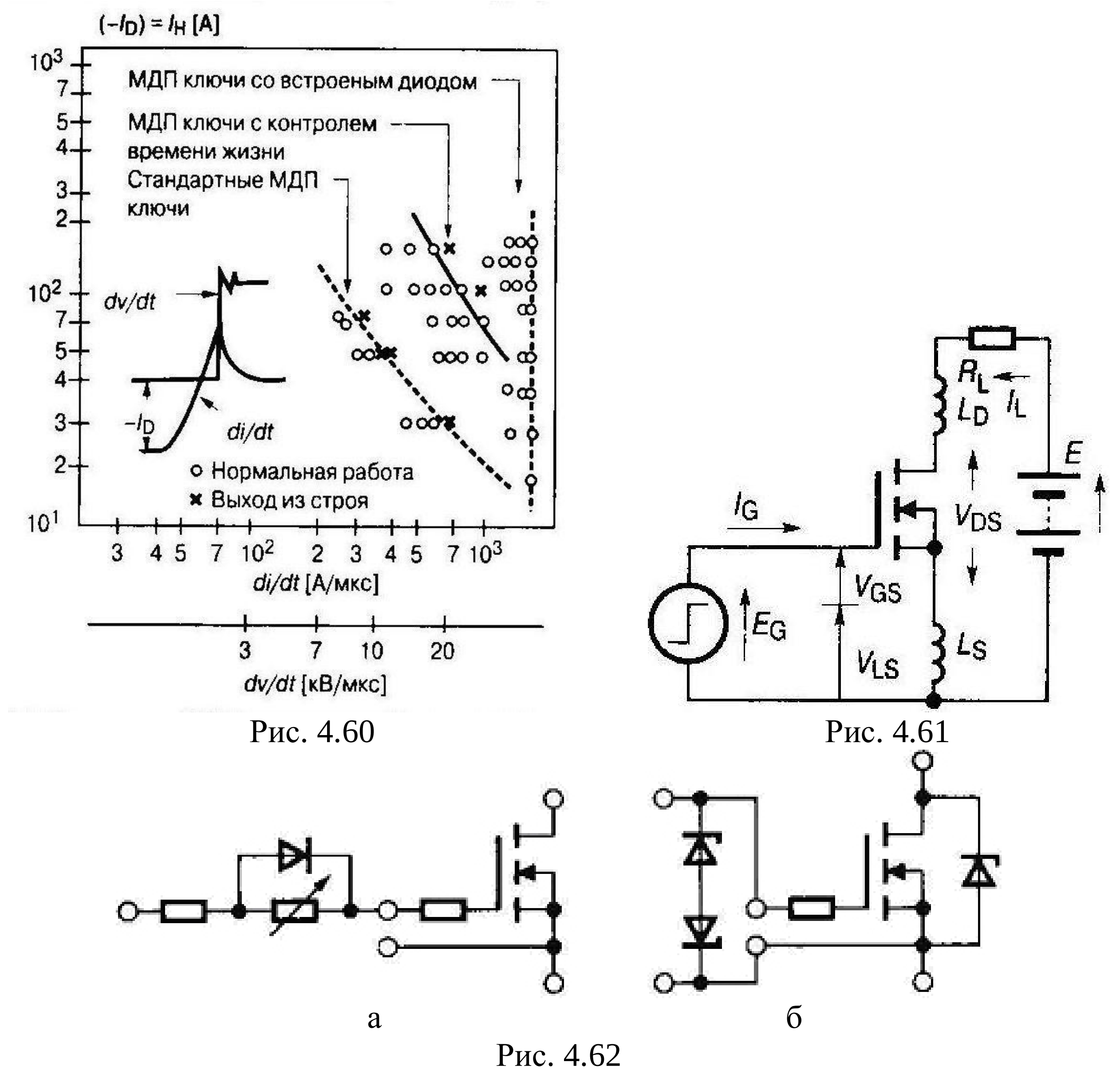


Рис. 4.60

Рис. 4.61

Рис. 4.62

Практические рекомендации для уменьшения влияния паразитных индуктивностей сводятся к мерам защитного характера (рис. 4.62), а также конструктивным приемам уменьшения паразитных эффектов (рис. 4.63). Переходные процессы переключения МДП-транзисторов в двухтактных схемах с индуктивной нагрузкой качественно аналогичны рассмотренному варианту для отдельного ключа в режиме непрерывных и разрывных токов, при этом роль обратного диода выполняет диод противофазного транзистора. При использовании полумостовых модульных конструкций в схемах преобразователей с широтно-импульсной модуляцией основные динамические потери ключей определяются главным образом потерями на включение. Для отдельного модуля данные потери складываются из потерь на переключение транзистора и потерь при восстановлении противофазного диода. Общую энергию потерь на включение можно рассчитать по формуле:

$$E_{on} \approx E\left(I_0^2 \Big/ \left(2\frac{di_D}{dt} \right) + I_o \sqrt{2Q_{rr} \Big/ \left(\frac{di_D}{dt} \right)} + Q_{rr} \right) \qquad (4.100)$$

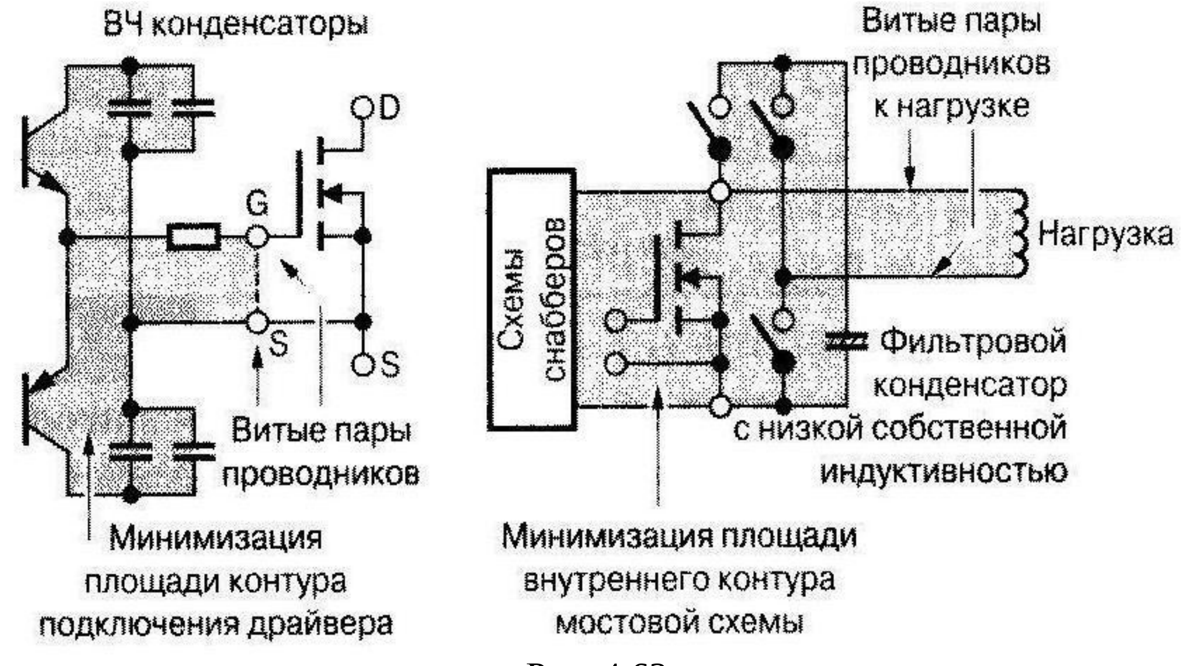


Рис. 4.63

где I_O — непрерывный ток нагрузки;
E— напряжение питания полумостовой схемы;
Qrr — заряд восстановления противофазного диода;
$\frac{di_D}{dt}$ —скорость нарастания тока стока при включении.

При известной паразитной индуктивности модуля Ls скорость di_D/dt на 1 этапе включения с учетом (4.96) и (4.98) можно определить по формуле:

$$\frac{di_D}{dt} \approx \frac{E_G - V_0}{\frac{R_G C_{IN}}{S} + L_S} \quad (4.101)$$

Уравнение (4.100) показывает, что для минимизации потерь необходимо уменьшать величину обратного заряда Огг, а также увеличивать скорость di_D/dt.

4.5.3. МДП-транзисторы в схемах синхронных выпрямителей

Эффективность ИВЭП, а также его тепловой режим в значительной мере определяются потерей мощности в диодных элементах выпрямителей, питающих низковольтную нагрузку (Рис. 4.64).

Падение напряжения на диодах на интервале проводимости определяет статические потери мощности:

$$P_{ST} = \frac{1}{T}\int_0^T i_L(t) v_D(t) = V_0 I_{AV} + R_{DIF} I_{EF}^2 \quad (4.102)$$

где V_O, R_{DIF} — пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление диода, аппроксимирующие прямую ветвь ВАХ;
I_{AV} — среднее значение тока за период;

I_{EF} — действующее значение тока за период;
T— период рабочего цикла.

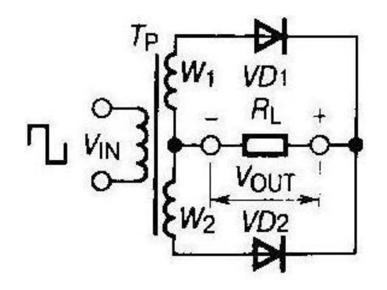


Рис. 4.64

Дополнительные потери мощности связаны с динамическими характеристиками диода и пропорциональны рабочей частоте переключения. В выпрямительных схемах ИВЭП с частотой коммутации десятки—сотни кГц применяются только высокочастотные диоды. Обычные ВЧ диоды с p-n-переходом изготовленные на основе кремния, имеют относительно высокие прямые напряжения (0.5...1 В), что для схем с низковольтным выходным напряжением (единицы вольт) и токами нагрузки в десятки ампер создает значительные трудности как по эффективности выпрямления, так и по потерям. Не решает проблемы и использование параллельных сборок, поскольку в ВЧ-диодах прямое напряжение определяется главным образом пороговой составляющей при малых дифференциальных сопротивлениях.

Большей эффективностью обладают схемы на основе диодов Шоттки, в которых отсутствует явление инжекции. Кроме лучших частотных свойств данные диоды имеют и меньшие прямые напряжения (0.3...0.6 В) из-за пониженной высоты потенциального барьера (рис. 4.65). Это позволяет увеличивать допустимую плотность прямого тока, чему способствуют и хорошие свойства теплопередачи выпрямляющего металлического контакта диодов Шоттки.

Новым техническим решением является использование в выпрямительных схемах ключевых транзисторов с пониженным выходным напряжением до долей вольта и синхронным переключением в такт с высокочастотным входным сигналом (так называемые синхронные выпрямители). На рис. 4.66 представлена схема выпрямителя на биполярных транзисторах.

Ограничением применения биполярных транзисторов является условие:

$$V_{BE}(max) > 2V_{OUT} \tag{4.103}$$

где $V_{BE}(max)$ – максимально допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе (для современных транзисторов 3...7 В);
V_{OUT} – выходное напряжение выпрямителя.

Наиболее эффективным для выпрямителей с выходным напряжением 5В; 3.3В и менее оказалось применение низковольтных силовых МДП-транзисторов, когда в качестве выпрямляющего диода используется внутренний обратный p-n-переход структуры ключа.

Встроенный диод обладает предельными параметрами тока и напряжения, соответствующими основному ключу. Прямое падение напряжения на диоде может быть существенно уменьшено при одновременной подаче положительного смещения на затвор транзистора (рис. 4.67). По частотным характеристикам встроенные диоды приближаются к современным ВЧ-аналогам дискретного типа. Поскольку прямое напряжение на внутреннем обратном диоде пропорционально омическому сопротивлению проводящего канала наименьшие значения достигаются в низковольтных

структурах МДП-транзисторов типа OptiMOS (фирма «Infineon Technologies») или «StripFET» (фирма «IR»).

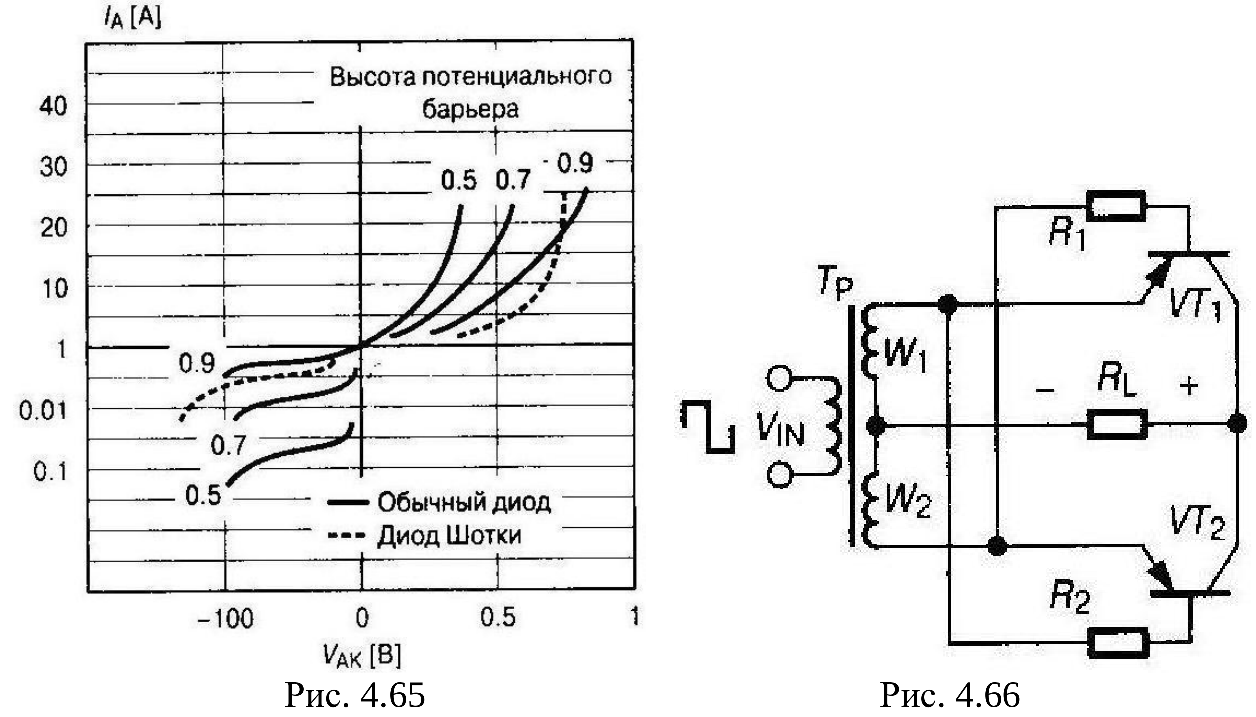


Рис. 4.65 Рис. 4.66

Основной проблемой при построении синхронных выпрямителей является правильное формирование управляющих напряжений на затворах силовых МДП-ключей. Обычным решением является режим самосинхронизации с использованием напряжения на вторичных обмотках ВЧ-трансформатора. На рис. 4.68 показана структурная схема импульсного (источника питания частотой 200 кГц на выходную мощность 200 Вт (разработка фирмы «InfineonTechnologies», использующая схему обычного и синхронного выпрямления).

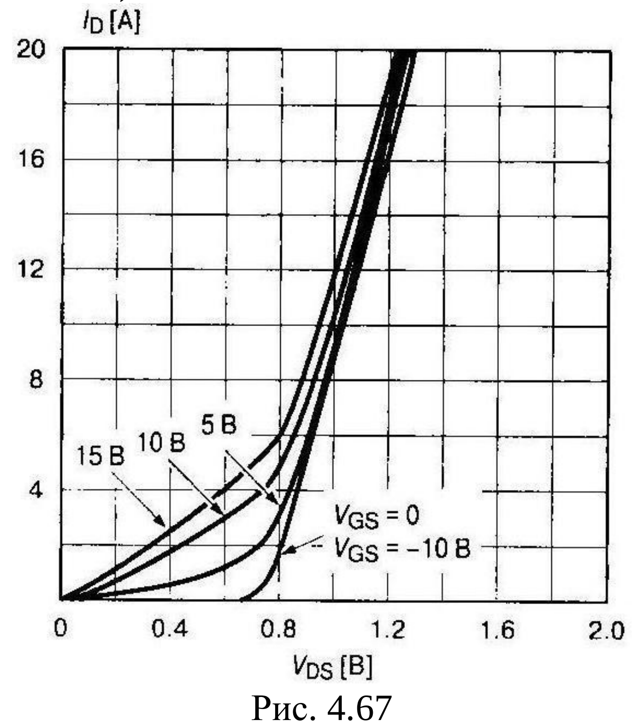


Рис. 4.67

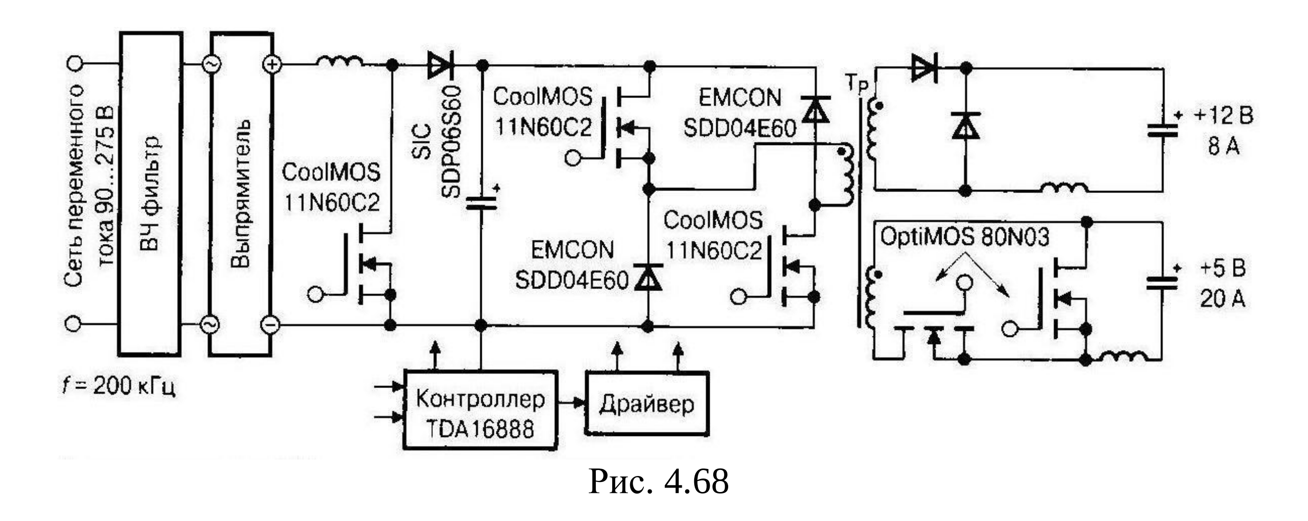


Рис. 4.68

4.6. Применение мощных ключей в схемах управления электродвигателями переменного тока

4.6.1. Основные режимы работы силовых ключей в ШИМ-инверторах для асинхронных электродвигателей

Особенностью применения ключевых приборов в устройствах управления электродвигателями является их способность выдерживать большие напряжения и токи, зачастую действующие одновременно. Это может приводить к уходу режима работы силового ключа за пределы границ области безопасной работы, если не обеспечить достаточного запаса по предельным параметрам [4].

Другая особенность применения заключается в воздействии на ключ высокого уровня помех, способных приводить к ложному срабатыванию без соответствующих мер защиты. Обмотка асинхронного электродвигателя представляет собой RL-нагрузку.

Для управления скоростью вращения двигателя изменяют частоту источника питания, при этом изменяется индуктивное сопротивление обмотки и соответственно ток. Чтобы поддерживать ток в обмотке постоянным для сохранения неизменным вращающего момента, используют соответствующее регулирование выходного напряжения от частоты (Рис. 4.69).



Рис. 4.69

Нарушение линейности регулировки вызывает изменение вращающего момента. При этом резкое уменьшение скорости двигателя может вызвать увеличение тока возбуждения и вращающего момента, что в свою очередь может привести к насыщению поля в обмотке и повреждению электродвигателя или перегрузке силовых

вентилей. Скорость асинхронного двигателя почти не зависит от его нагрузки, а значит, от вращающего момента вплоть до критических значений, при которых возникает эффект скольжения (рис. 4.70).

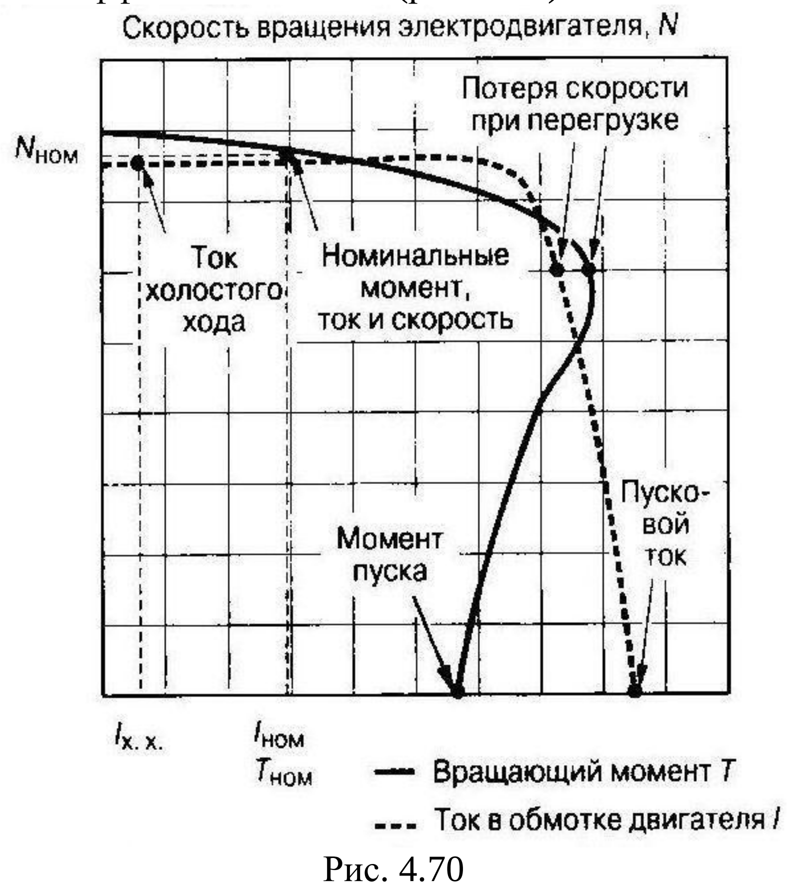


Рис. 4.70

Это может привести к потере скорости и увеличению тока ключа при одновременно высоком напряжении. Таким образом, для управления асинхронным электродвигателем более всего подходит схема инвертора напряжения, построенная на основе полностью управляемых мощных ключевых приборов (IGBT, MCT, GTO и их разновидности), способных выдерживать большие токовые перегрузки. Данный инвертор должен преобразовывать энергию источника постоянного тока в энергию сигнала переменной частоты с низкочастотным гармоническим составом и регулируемым выходным напряжением и частотой. Выполнение этих требований обеспечивает применение инверторов напряжения с ШИМ. Общепринятой является конфигурация автономного инвертора со звеном постоянного тока (VWF-инвертор) (рис. 4.71).

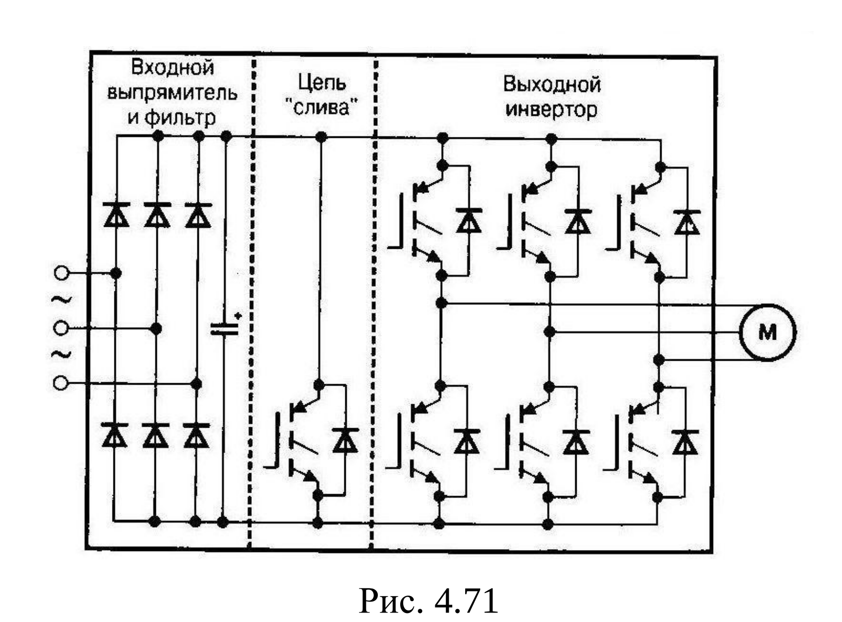


Рис. 4.71

Данная схема содержит входной неуправляемый выпрямитель, емкостной фильтр и собственно трехфазный мостовой инвертор. Мостовое соединение ключей позволяет получать двухполярное напряжение на обмотке двигателя при однополярном источнике питания. Индуктивный характер нагрузки учитывается подключением к основным ключам встречно-параллельных диодов, обеспечивающих непрерывность протекания тока в обмотке при отключении ее от источника и возврат запасенной магнитной энергии в конденсатор фильтра. Так как входной выпрямитель не проводит ток в обратном направлении для двигателей с высокой интенсивностью тормозных режимов, предусмотрена специальная схема рассеивания рекуперированной электрической энергии (цепь «слива»).

Для анализа режимов работы силовых ключей в ШИМ-инверторах конфигурации преобразователей со связью по цепи постоянного тока могут быть приведены к полумостовой структуре, представленной на рис. 4.72. В данной схеме применяется поочередная коммутация вентилей при модулируемом по ширине сигнале управления. В результате выходной сигнал инвертора состоит из прямоугольных импульсов напряжения различной ширины V_{OUT} (рис. 4.73).

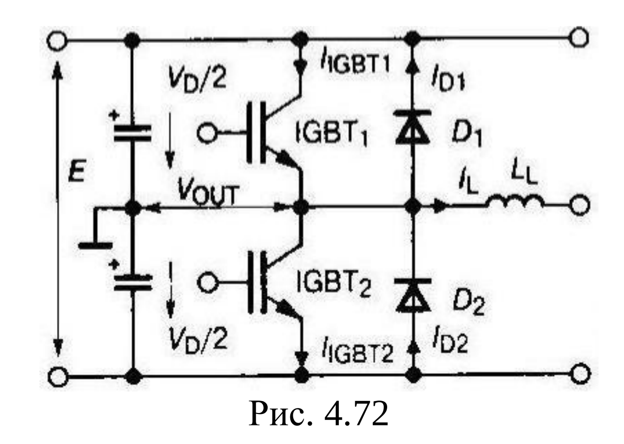


Рис. 4.72

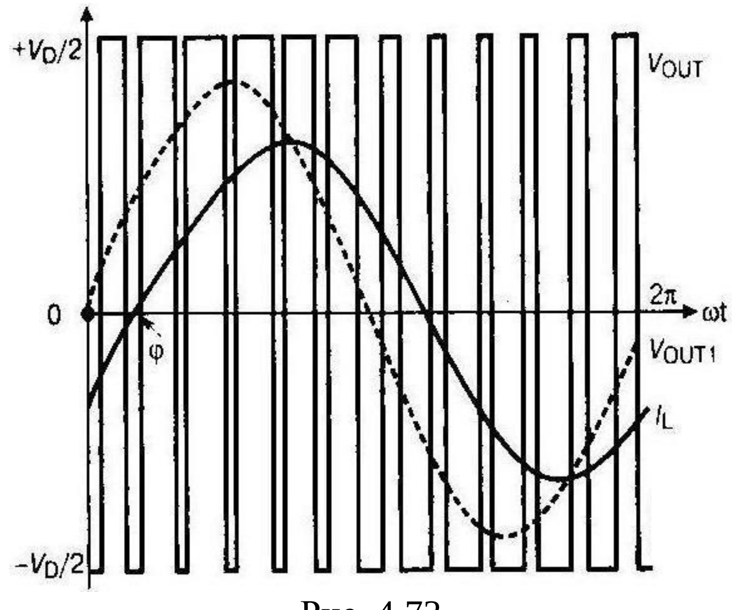


Рис. 4.73

При резистивноиндуктивном характере обмотки асинхронного двигателя протекающий через нее ток I_L имеет синусоидальную форму, которая сдвинута по фазе относительно основной гармоники выходного напряжения V_{OUT1}.

Определение потерь мощности в ключевых элементах инвертора с ШИМ регулированием отличается от обычного метода, основанного на постоянстве коэффициента скважности D. Для двухтактной схемы среднее за период частоты коммутации напряжение на нагрузке:

$$V_L = E(2D - 1) \qquad (4.104)$$

где E — напряжение питания инвертора;

$D = t_P/T = ft_P$ — скважность;

t_P — длительность открытого состояния ключа;

$f = 1/T$ — частота коммутации.

Для формирования синусоидального тока нагрузки:

$$i_L(\omega t) = I_L(\max)\sin\omega t \qquad (4.105)$$

где $\omega = 2\pi f_{OUT}$,

f_{OUT} – частота выходного напряжения и тока,

требуется синусоидальное выходное напряжение инвертора:

$$v_L(\omega t) = V_L(\max)\sin(\omega t + \varphi) = I_L(\max) Z_L \sin(\omega t + \varphi) \qquad (4.106)$$

где $Z_L = \sqrt{R_L + \omega L_L}$ – модуль комплексного сопротивления нагрузки обмотки двигателя);

$\varphi = \mathrm{arctg}\dfrac{\omega L_L}{R_L}$ – угол сдвига фаз между напряжением и током нагрузки.

При выполнении условия $f >> f_{OUT}$ можно считать:

$$V_L = v_L(\omega t) \qquad (4.107)$$

Тогда значение коэффициента D при ШИМ-регулировании с учетом (4.104) и (4.106) можно представить выражением:

$$D(\omega t) = 0.5\,(1 + m \sin(\omega t + \varphi) \sin\omega t \quad (4.108)$$

где $m = \frac{Z_L I_L(\max)}{E}$ — коэффициент модуляции.

При этом среднюю мощность потерь в ключевых элементах инвертора можно рассчитать по следующей методике:

1. Динамические потери в управляемом ключе:

$$P_{ON} + P_{OFF} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{\pi} \quad (4.109)$$

где E_{ON} и E_{OFF} – энергии потерь при переключении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой, приведенные к заданной амплитуде тока нагрузки и напряжению питания инвертора (см. раздел 2.4.1).

2. Статические потери в управляемом ключе: (4.110)

$$P_{COND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_H(\omega t) \cdot V_{COND} D(\omega t) d(\omega t) = I_L(\max) V_{COND} \left(0.125 + \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \right)$$

где V_{COND} — напряжения ключа в открытом состоянии.

3. Статические потери в обратном диоде: (4.111)

$$P_D(cond) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_L(\omega t) \cdot V_D(cond)(1 - D(\omega t)) d(\omega t) = I_L(\max) V_D(cond) \left(0.125 - \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \right)$$

где V_D(cond) — напряжение на открытом диоде.

4. Динамические потери в обратном диоде (для диодов с мягким выключением $t_A = t_B = t_{rr}/2$):

$$P_{rr} = \frac{E}{2} \cdot \frac{Q_{rr}}{2} f = 0.125 \cdot I_{rr} E t_{rr} f \quad (4.112)$$

где Оrr, Irr, trr — динамические характеристики диода.

Оценка реальных потерь в схемах преобразователей для асинхронных двигателей показывает, что при относительно невысокой частоте коммутации основную долю составляют потери мощности в открытом состоянии ключа и диода, которые в свою очередь зависят от максимального тока нагрузки, напряжения насыщения, а также произведения А = (m cosφ), учитывающего эффективность преобразователя по напряжению (m) и характер нагрузки (cos φ). При регулировании скорости двигателя с изменением частоты и амплитуды выходного сигнала параметр А также изменяется. Максимум мощности потерь в ключе определяется при А→1. Рабочий цикл силового ключа при этом максимален, а увеличение коэффициента мощности означает сближение максимумов открытого состояния t_P и тока нагрузки. Максимальные потери в диоде возникают при отрицательных коэффициентах мощности (cosφ < 0), при этом преобразователь представляет собой источник с реверсированной мощностью.

На рис. 4.74 представлено изменение мгновенной мощности потерь и ее среднее значение для отдельного IGBT-ключа трехфазного мостового модуля BSM50GD120DN2 в корпусе Econopack 2 фирмы «Infineon Technologies», предназначенного для применения в диапазоне 50 А 1200 В.

Параметры схемы преобразователя и режима нагрузки:

Напряжение питания инвертора E = 540 В.

Действующее значение тока нагрузки /L (действ) = 25 А.

Частота коммутации f=4kHz.

Коэффициент мощности cos f = 0.8.

Коэффициент модуляции m = 0.8.

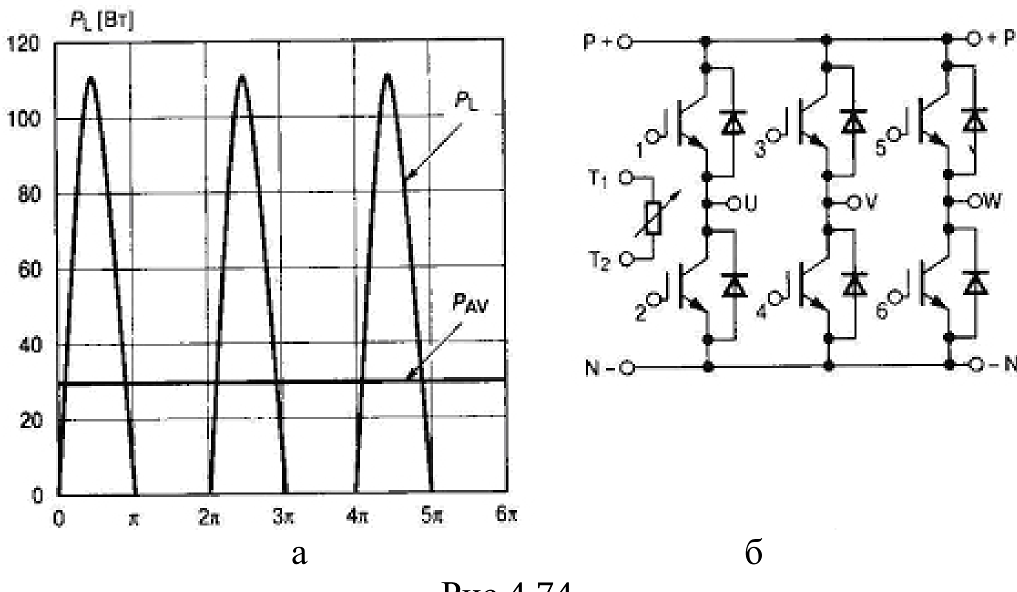
Изменение температуры кристалла ключа с учетом тепловых сопротивлений и мощности потерь представлено на рис. 4.75 для нескольких частот выходного напряжения. Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы:

1. С ростом частоты fOUT максимальная температура перехода приближается к среднему значению, что позволяет на частотах в несколько десятков герц оценивать тепловой режим ключа на основе средних потерь.

2. Максимальная температура ключа резко возрастает при уменьшении t_{OUT} до единиц герц, что соответствует величине частоты скольжения асинхронного двигателя.

Запуск электродвигателя также требует использования низких частот при большом вращающем моменте, который сопровождается увеличением тока нагрузки, что определяет наихудшие условия теплового режима ключа. Приведенные данные показывают, что относительно сложные законы управления с различными вариантами ШИМ, позволяющие получать (Качественные характеристики преобразователя, могут быть реализованы на основе полностью управляемых ключей, имеющих минимальное напряжение насыщения и способных выдерживать большие токовые перегрузки.

Мощные МДП-транзисторы могут рассматриваться в качестве конкурентоспособных ключей для данной сферы применения только при относительно низких напряжениях (менее 200 В). Наиболее предпочтительными в системах управления двигателями переменного тока являются транзисторы IGBT и тиристорные ключи. Выбор конкретного типа ключа определяется сферой применения асинхронного двигателя, которые различаются уровнем токовой нагрузки.



а б

Рис.4.74

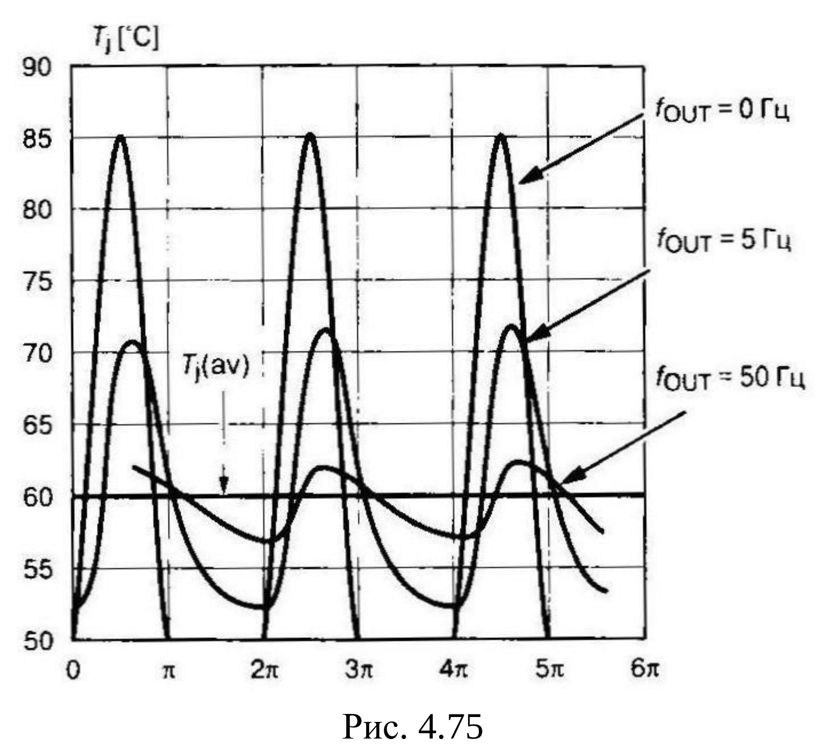


Рис. 4.75

Например, в сфере индустриального электропривода на токи до 200 А преимущественно применяются IGBT- и MCT-ключи с рабочим напряжением 600, 1200 и 1700 В. Для применения в системах городского электротранспорта при токах нагрузки в несколько сотен ампер эффективны сборки модульных конструкций IGBT- и GTO-тиристоры. В системах электроподвижного железнодорожного транспорта и метрополитена должны применяться ключи с повышенной плотностью выходного тока, так как токи нагрузки здесь достигают нескольких тысяч ампер.

Рассмотрим особенности переключения основных типов ключей (IGBT, MCT и GTO) в режимах, соответствующих двигательной нагрузке.

4.6.2. Особенности применения IGBT в схемах с индуктивной нагрузкой

Осциллограммы переключения IGBT для мостовой схемы в режиме непрерывного тока в обмотке двигателя представлены на рис. 4.76.

Качественно картина процессов коммутации аналогична рассмотренному ранее варианту переключения мощного МДП-транзистора при индуктивной нагрузке (см. раздел 4.5.1).

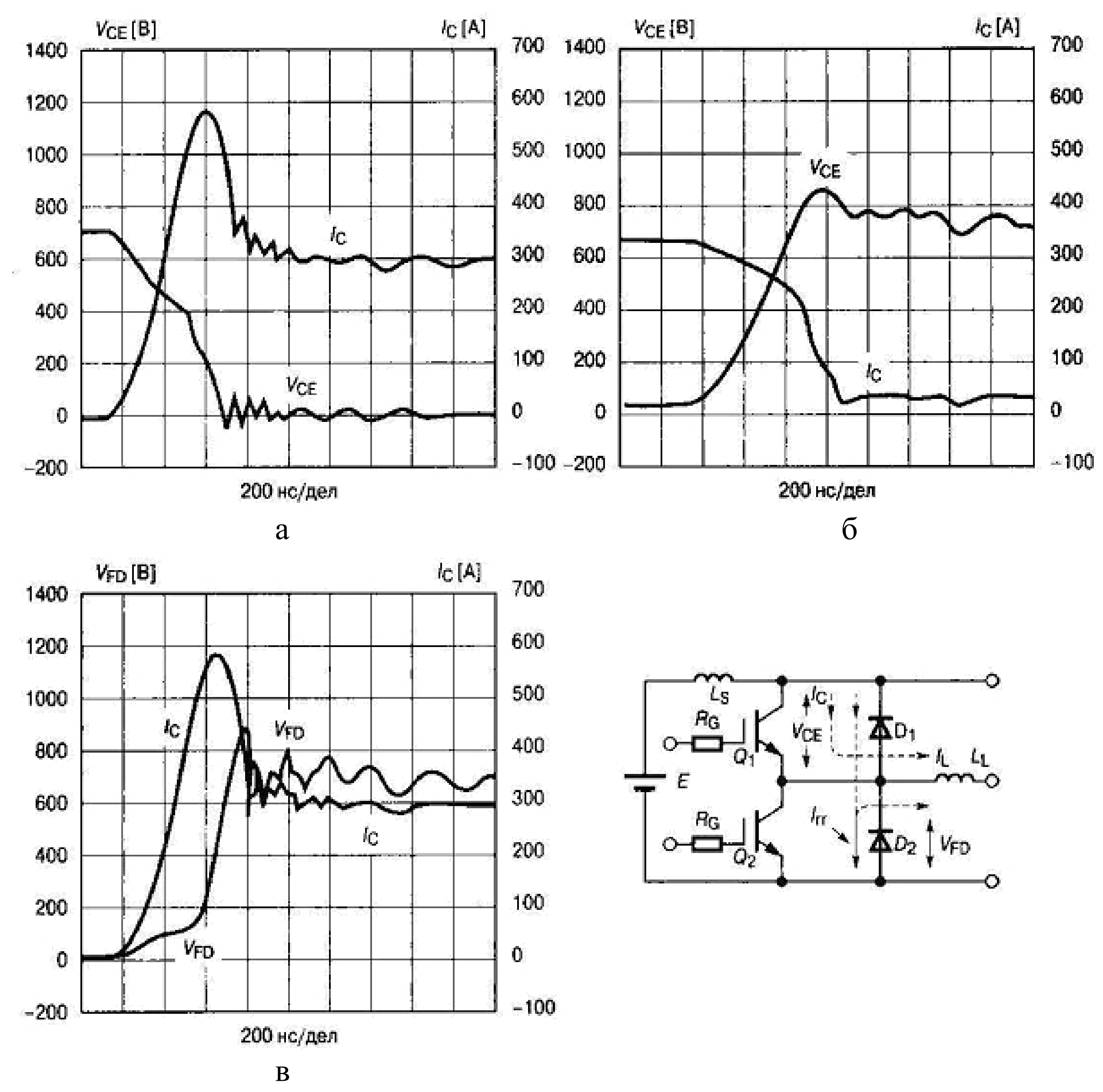


Рис. 4.76

Для практических расчетов используют интегральные характеристики потерь в виде энергетических параметров E_{ON} и E_{OFF} - Нарастание тока ключа при открытом демпферном диоде определяется скоростью заряда входной емкости и силовой крутизной:

$$i_C(t) = Sv_{GE}(t) = SE_{IN}\left(1 - e^{-t/R_{IN}C_{IN}}\right) \quad (4.113)$$

Для относительно больших значений параметра крутизны, свойственных IGBT, скорость изменения коллекторного тока может достигать тысяч ампер на микросекунду. При данных скоростях значительно усиливается роль паразитных индуктивностей монтажа схемы. Это приводит, во-первых, к заметному провалу в кривой напряжения коллектор—эмиттер включающегося IGBT на этапе нарастания тока и, во-вторых, к всплеску обратного напряжения на демпферном диоде и закрытом IGBT. Если первый эффект можно рассматривать как положительный, уменьшающий энергию

потерь при включении, то второй способен привести к пробою структуры диода, особенно при его резком выключении (рис. 4.77). Кроме того, высокочастотный колебательный процесс генерирует электромагнитные помехи, ухудшающие работу отдельных блоков электронных систем.

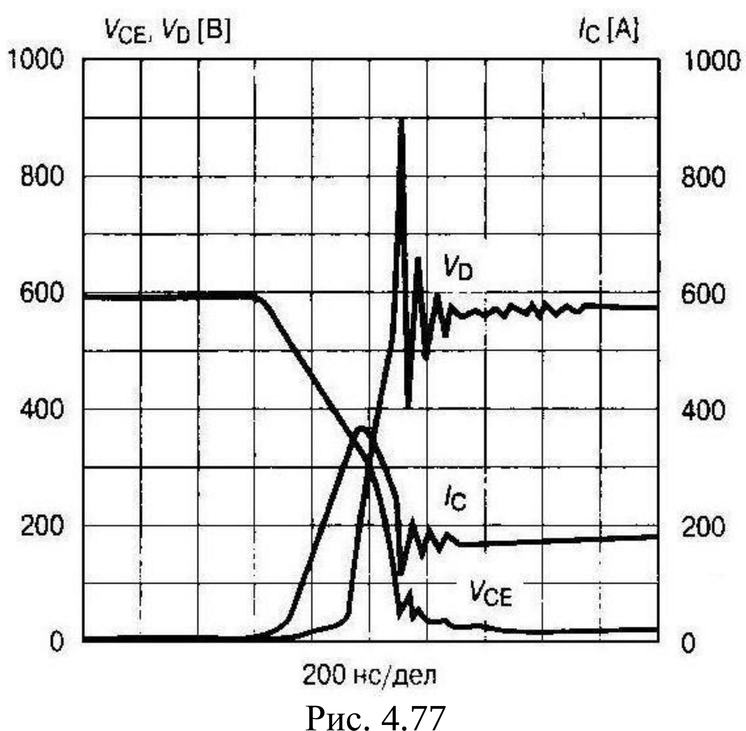
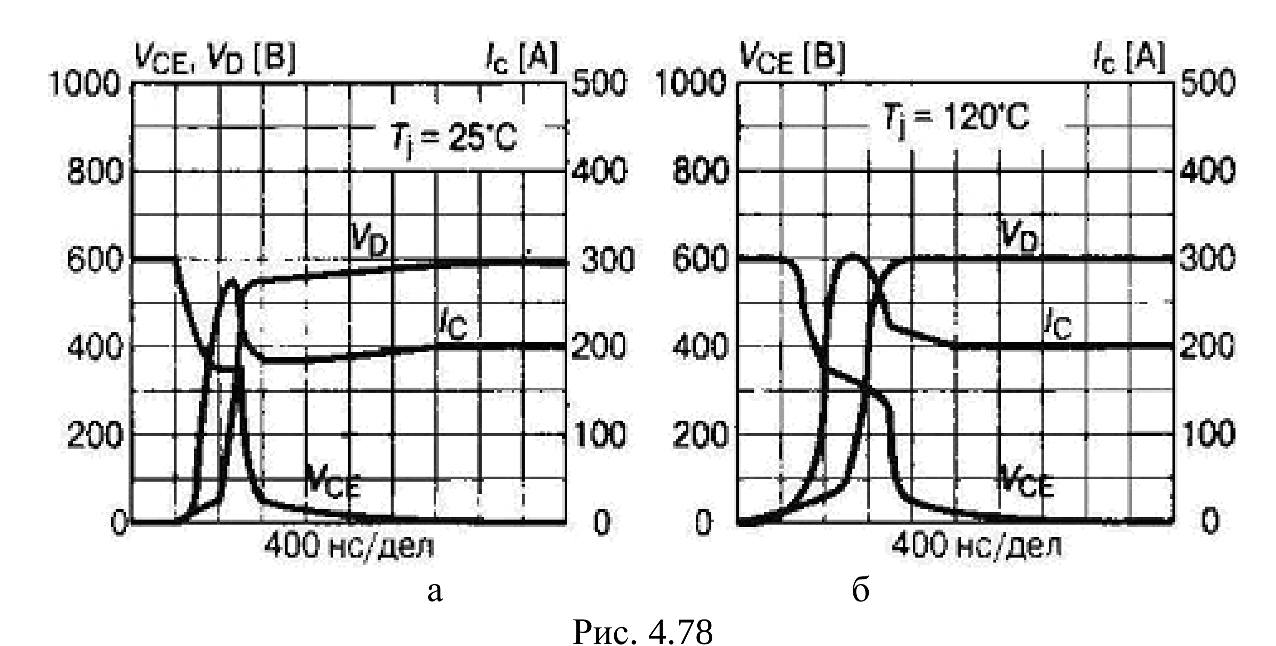


Рис. 4.77

Увеличение температуры перехода ключа, свойственное режиму двигательной нагрузки в переходном процессе включения, проявляется следующим образом:

1. Практически не влияет на скорость включения IGBT.
2. Увеличивает обратный заряд восстановления (при одновременном увеличении обратного тока Irr и времени восстановления trr), что увеличивает мощность потерь (рис. 4.78).



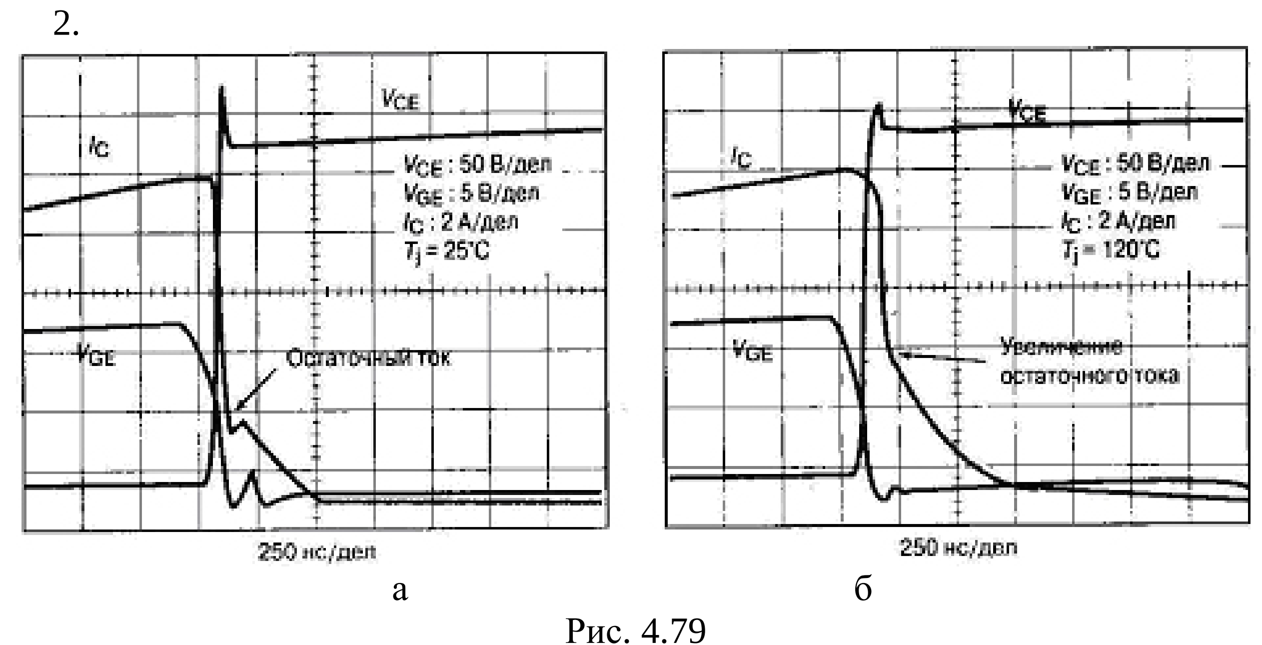
а б

Рис. 4.78

Коммутация тока в демпферный диод в переходном процессе выключения начинается в момент, когда напряжение на его аноде достигает величины напряжения питания плеча схемы моста. Перенапряжение в схеме обусловлено конечной скоростью включения диода и пропорционально величине паразитной индуктивности Ls. В момент времени, при котором входное напряжение запираемого ключа уменьшается до порогового значения, стадия быстрого уменьшения тока коллектора переходит в рекомбинационную фазу, сопровождающуюся характерным «хвостом» тока.

Влияние увеличения температуры структуры при выключении проявляется следующим образом:

1. Увеличивает амплитуду, и длительность хвостовой части тока (особенно заметно для приборов PT-технологии) (рис. 4.79).
2.



а б

Рис. 4.79

2. Замедляет скорость нарастания напряжения на запираемом ключе (рис. 4.80).

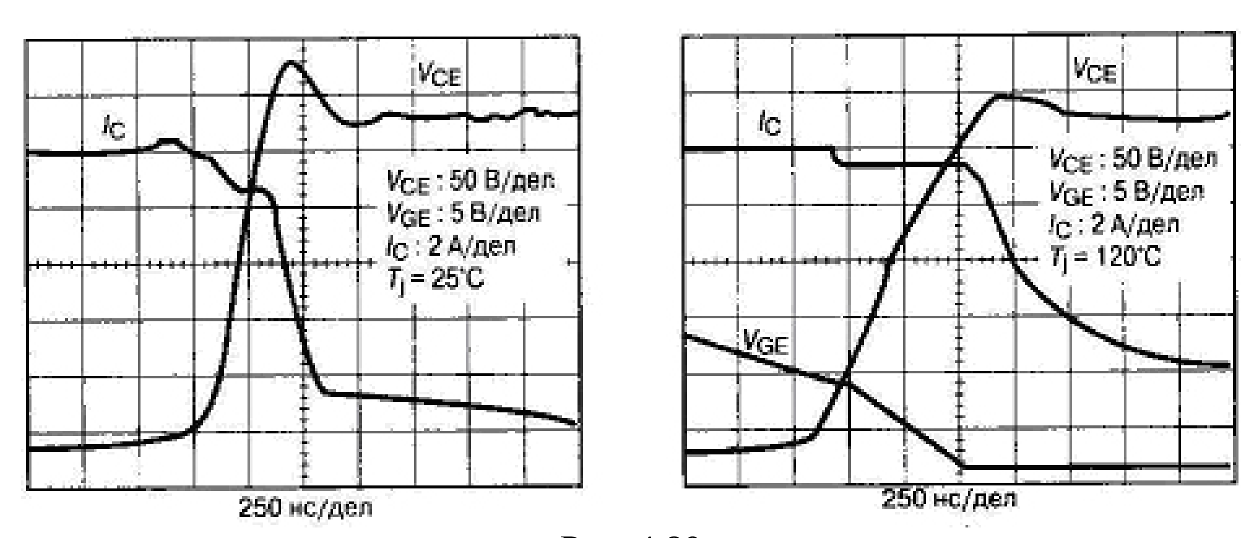
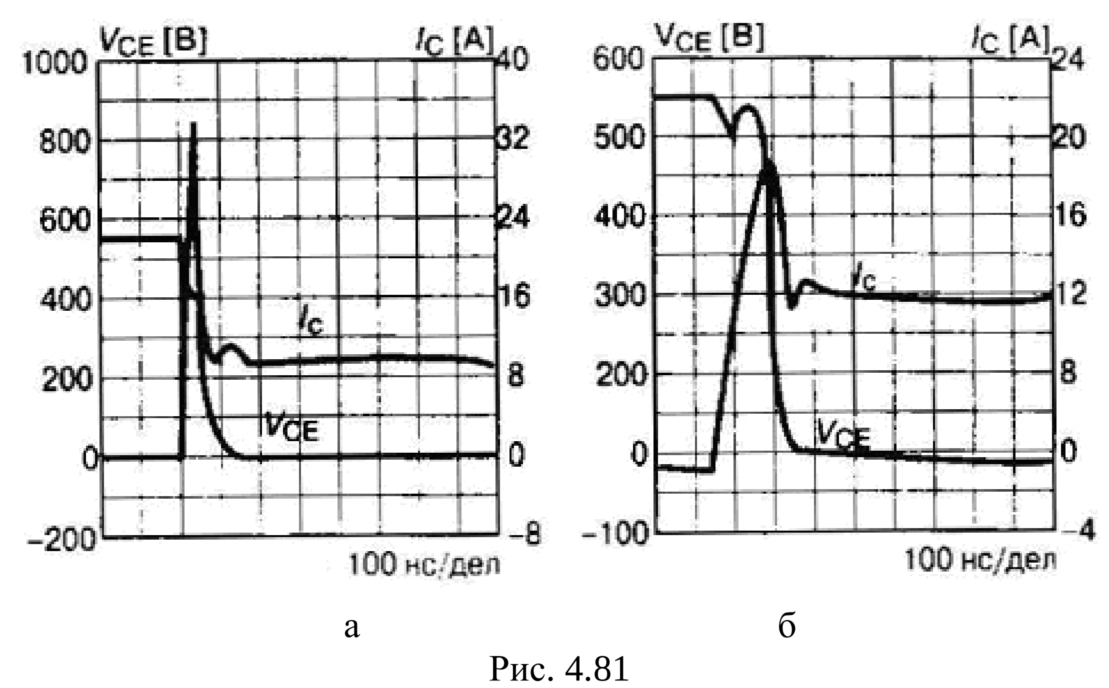


Рис. 4.80

Обе зависимости определяются увеличением накопленного заряда носителей с ростом температуры. Рассмотренные режимы переключения IGBT при двигательной нагрузке определяют следующий перечень требований на применение:

1. Критическим фактором, определяющим предельный режим при включении, является перенапряжение на демпферном диоде. Всплеск перенапряжения необходимо фиксировать в пределах ОБР применением последовательного резистора RG в цепи затвора IGBT (рис. 4.81).



а б

Рис. 4.81

2. Рекомендуется снижать паразитную индуктивность монтажа схемы до уровня 100..150нГн (рис. 4.82).

3. Рекомендуется применение обратных диодов с «мягким» режимом восстановления (рис. 4.83).

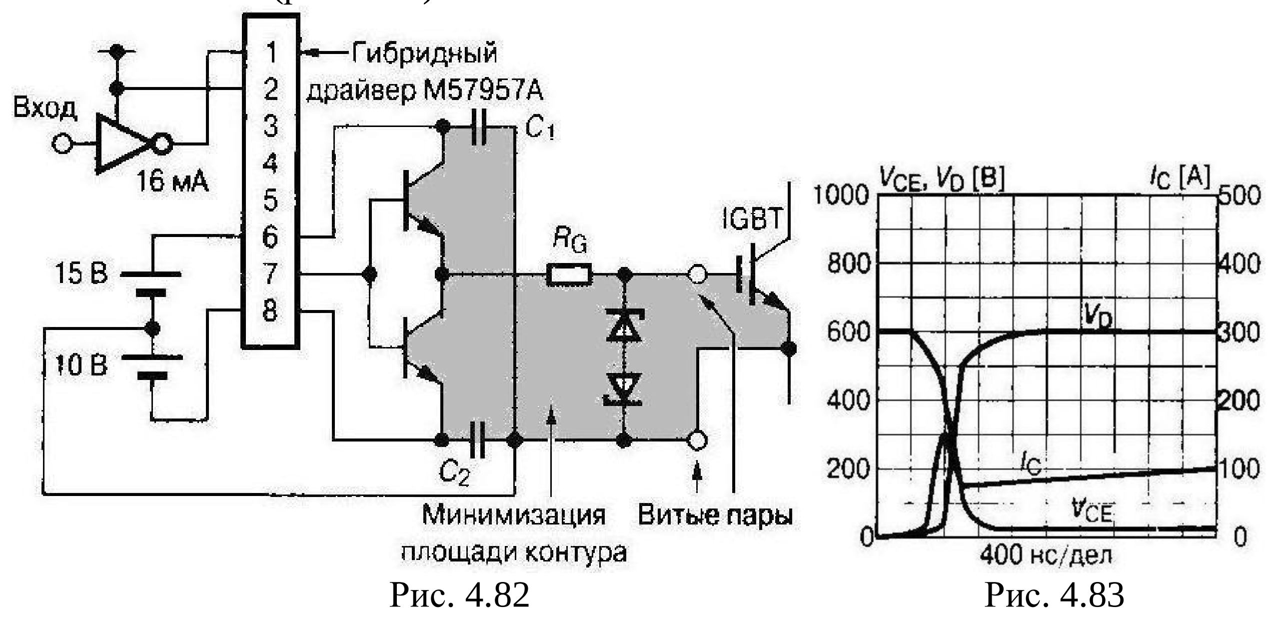


Рис. 4.82 Рис. 4.83

4. Критическим фактором, определяющим предельный режим при запирании IGBT, является перенапряжение на ключе, что также требует снижения паразитных индуктивностей и возможно дополнительных цепей защиты (рис. 4.84).

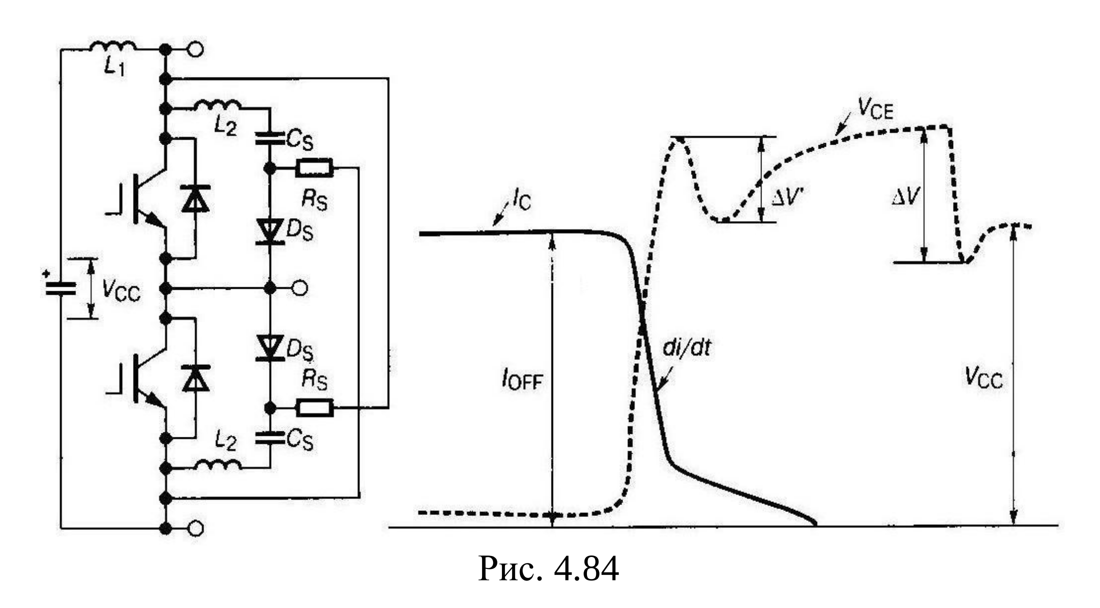
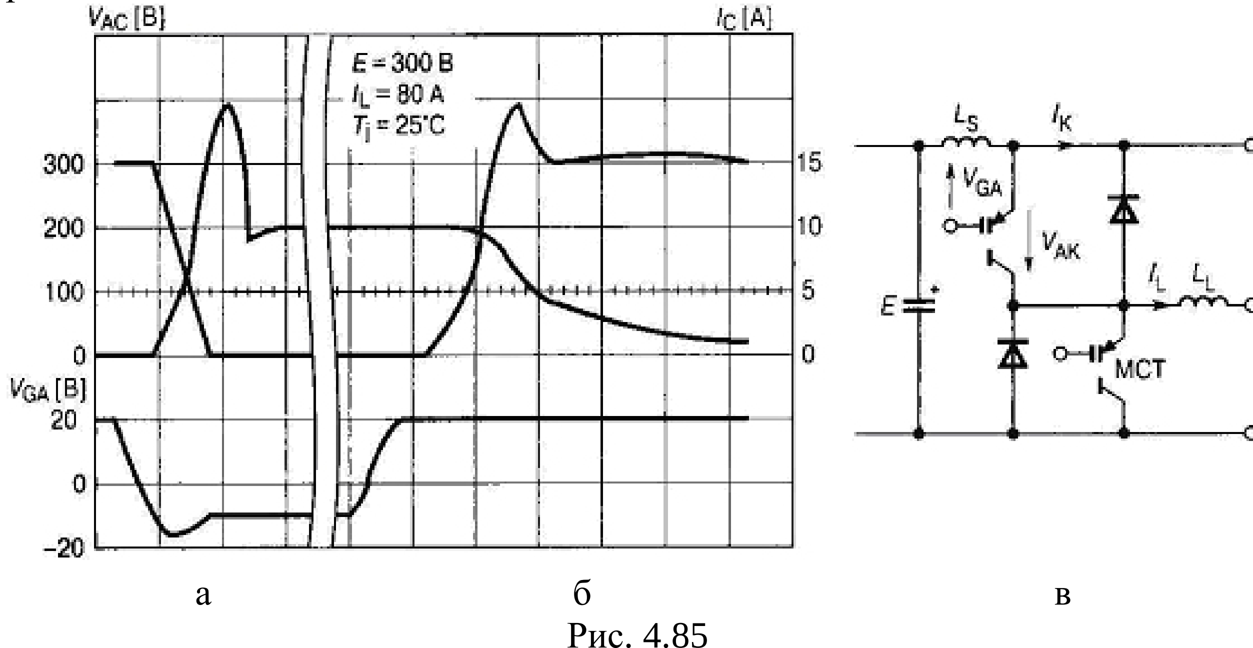


Рис. 4.84

4.6.3. Переключение полевых тиристоров МСТ в мостовых схемах

Применение тиристоров МСТ типа MCTA75P60E1 в схемах мостовой конфигурации с индуктивной нагрузкой иллюстрируется осциллограммами рис. 4.85.



а б в

Рис. 4.85

В переходном процессе включения тиристора на открытый противофазный диод наблюдается значительно более сильный спад анодного напряжения на этапе нарастания силового тока. Это объясняется более высоким значением паразитной индуктивности монтажа Ls, которая

составляет 150...450 нГн, в сравнении с ранее рассмотренной конфигурацией на IGBT-ключах. Данная величина Ls устанавливается специально, так как в MCT отсутствует принципиальная возможность регулирования скорости включения по цепи затвора управления:

$$L_S(\min) \geq \frac{E}{(di/dt)_{кр}} \tag{4.114}$$

где $\left(\frac{di}{dt}\right)_{КР}$ — предельно допустимая (критическая) скорость нарастания анодного тока.

Это накладывает дополнительные требования на частотные характеристики обратного диода, выбирать которые рекомендуется с минимальным значением накопленного заряда.

При уменьшении тока нагрузки в MCT начинает резко увеличиваться время задержки по выключению tD(OFF) (рис. 4.86).

Это может сопровождаться эффектом сквозных токов в плечах моста при недостаточной паузе между импульсами управления противофазных ключей (рис. 4.87).

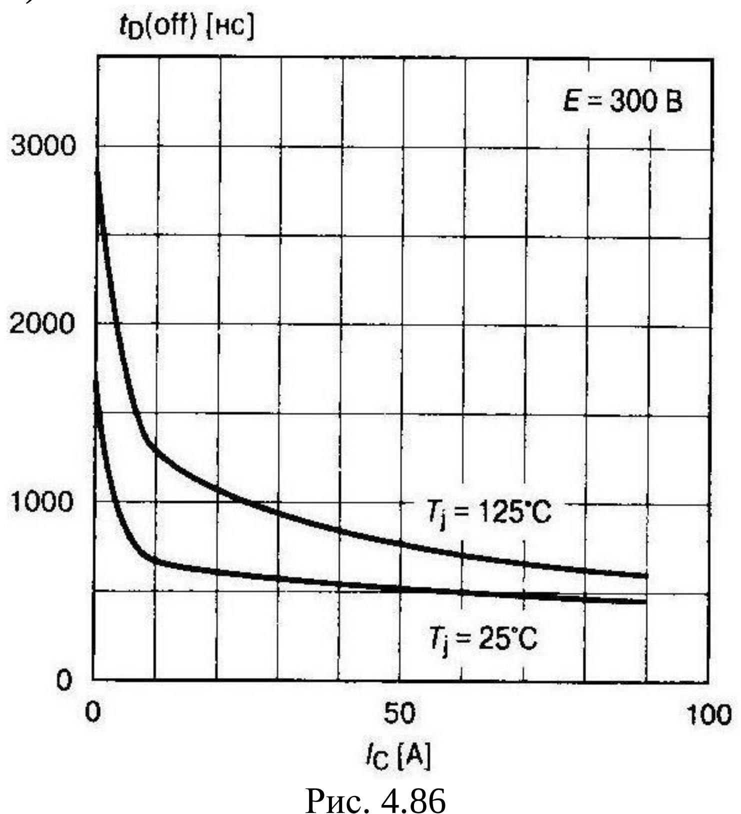
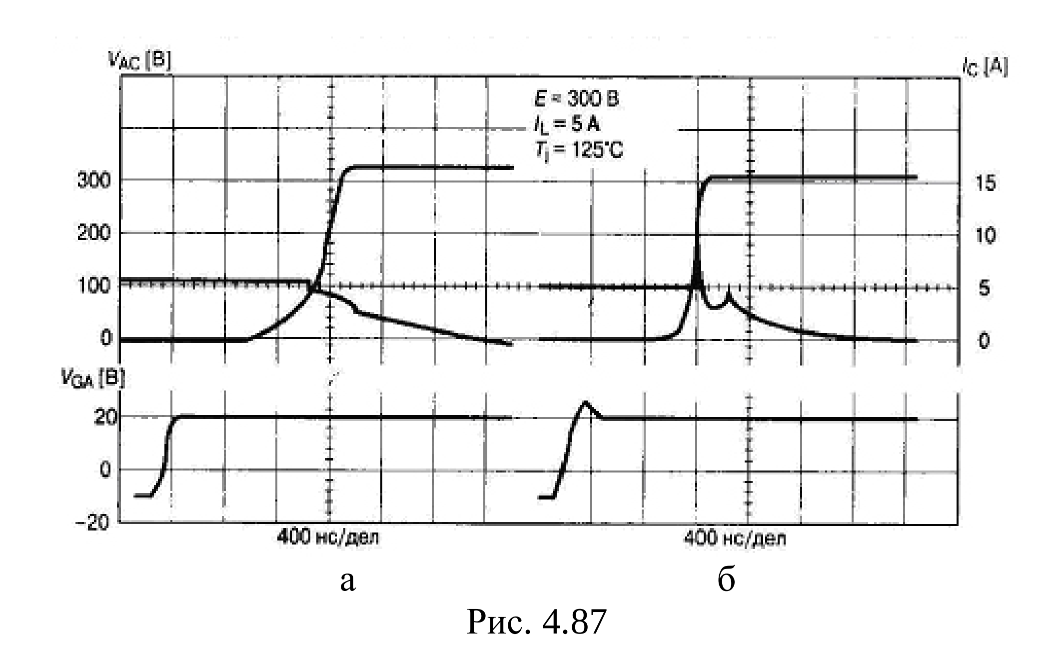


Рис. 4.86



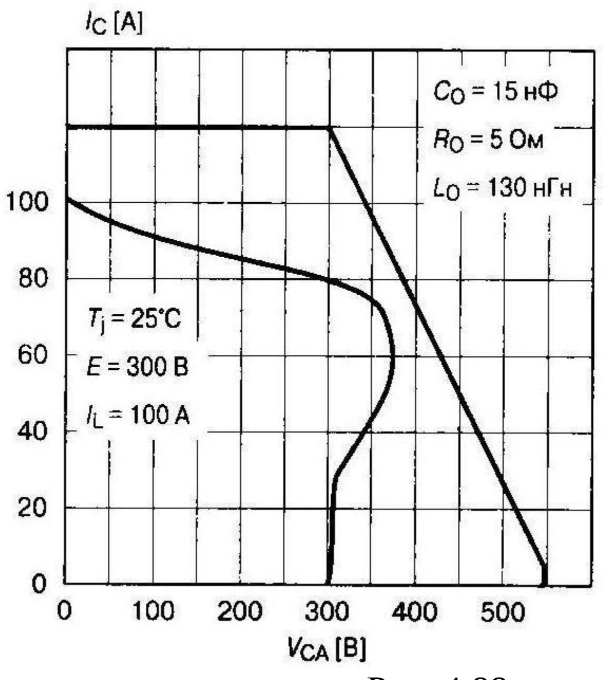
а б

Рис. 4.87

При этом резко увеличивается скорость нарастания анодного напряжения на запираемом тиристоре (эффект dV/dt). С учетом ограниченной ОБР выключения для p-канальных МСТ требуется применение специальных методов формирования траектории выключения, например с помощью RC-цепи (рис. 4.88).

При этом изменяются динамические характеристики переключения и увеличиваются общие потери в схеме (рис. 4.89).

При малых токах нагрузки фронт нарастания напряжения может значительно увеличиться. Скорость нарастания можно изменить включением противофазного тиристора (рис. 4.90).



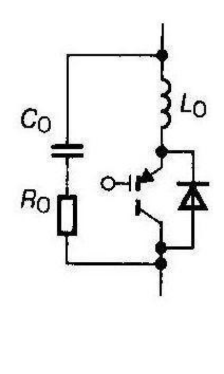
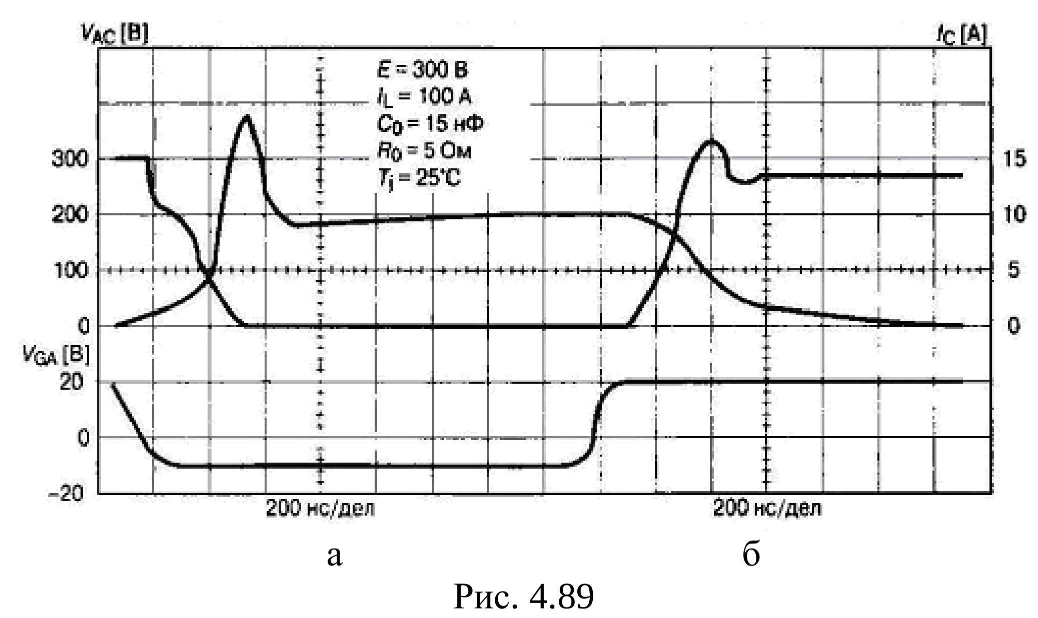


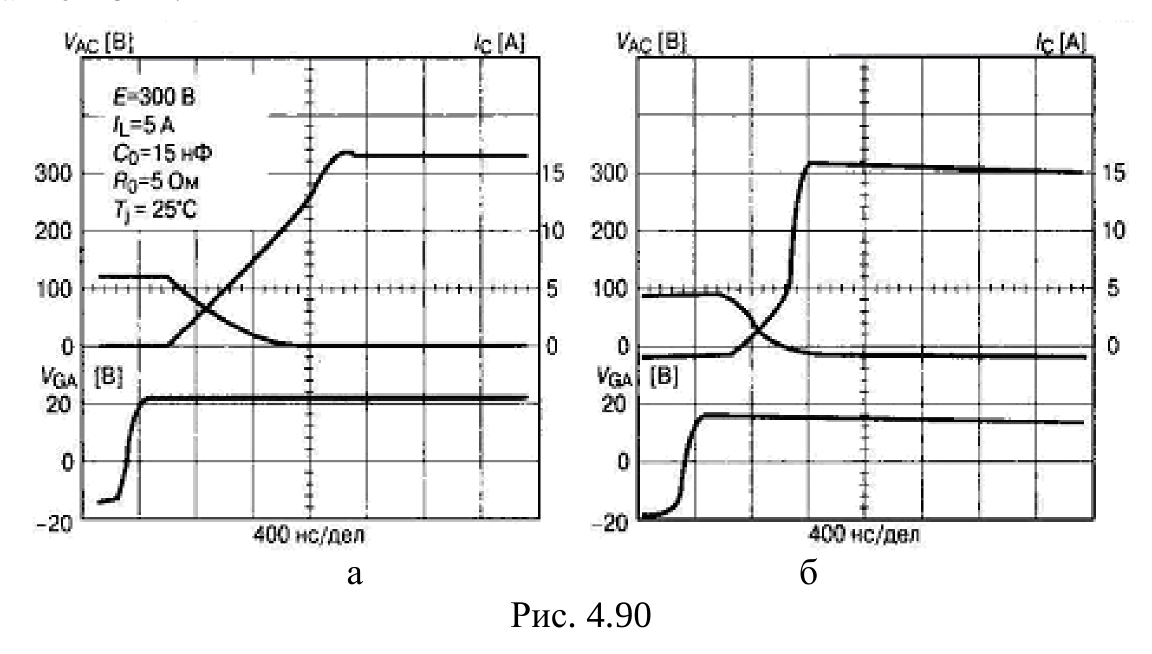
Рис. 4.88



а б

Рис. 4.89

Таким образом, применение МСТ-тиристоров характеризуется, прежде всего, необходимостью ограничения скорости нарастания анодного тока при включении и обеспечением безопасной траектории выключения в рамках заданной ОБР.



а б

Рис. 4.90

4.6.4. GTO- и GCT-ключи в силовых инверторах с двигательной нагрузкой

Токовая перегрузочная способность GTO намного превосходит аналогичные параметры других приборов [5]. Однако включение на противофазный диод в режиме индуктивной нагрузки может увеличивать di/dt до значений в несколько сотен ампер на микросекунду, при которых начинают резко возрастать энергетические потери и ухудшаться динамические и частотные свойства тиристора (рис. 4.91).

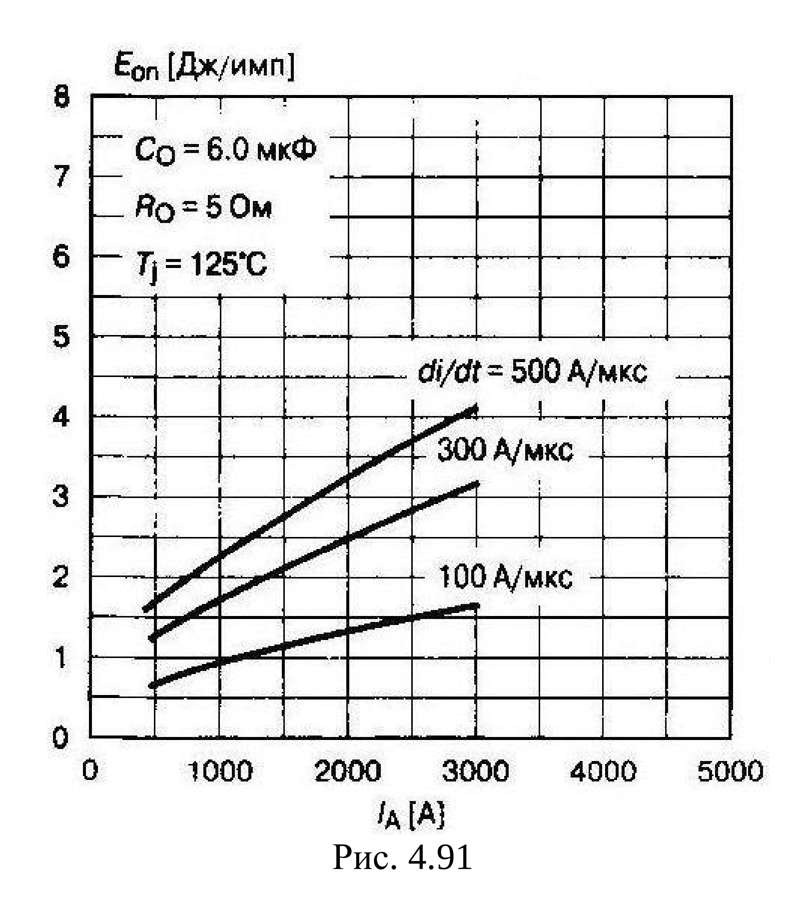


Рис. 4.91

Таким образом, и в данном случае необходимо использовать индуктивное ограничение при включении.

Нежелательным свойством GTO в состоянии проводимости является относительно большой ток удержания (I_{HOLD} = 0.1...0.8A). Поэтому применение GTO в режимах двигательной нагрузки с широким изменением анодного тока должно сопровождаться постоянным положительным управляющим током, несколько превышающим статический отпирающий ток. В противном случае это может приводить к неравномерности повторного включения ячеек структуры, их перегрузке и невозможности дальнейшего прерывания тока. Важнейшая задача при использовании GTO — защита тиристора от перенапряжения. В инверторах с большим значением анодного тока энергия, запасаемая в паразитных и ограничивающих анодных индуктивностях, резко увеличивается:

$$W_{LS} = L_S I_A^2 / 2$$

Сброс данной энергии при выключении GTO и ограниченное значение коэффициента запирания может явиться причиной значительных перенапряжений, и даже разрушения структуры ключа. Во избежание этого параллельно тиристору включают защитные цепи, которые выполняют следующие задачи:

1. Ограничение скорости нарастания напряжения и всплесков перенапряжений.
2. Ускорение процесса спада анодного тока.
3. Разнесение во времени процессов спада тока и нарастания напряжения на GTO (рис. 4.92).

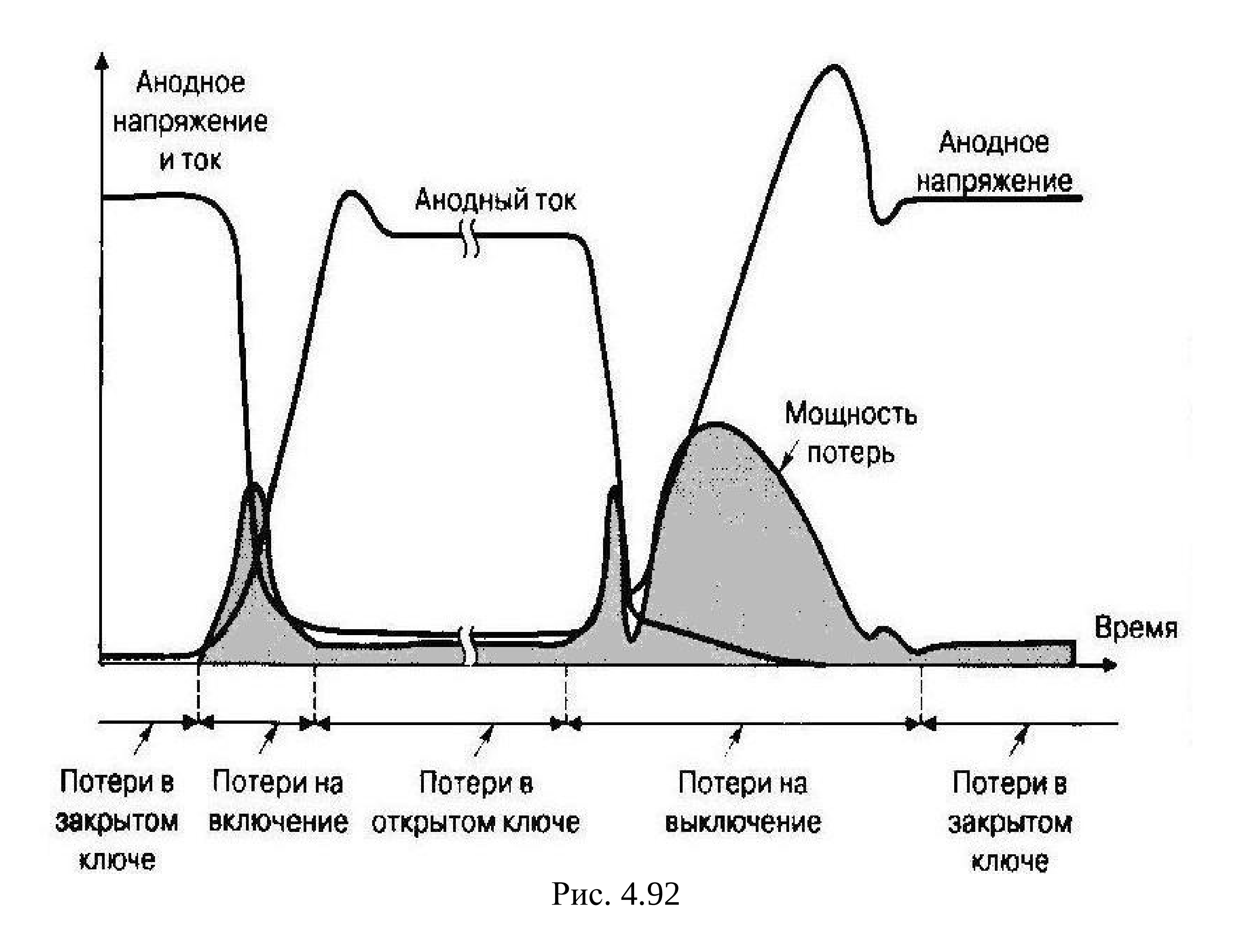
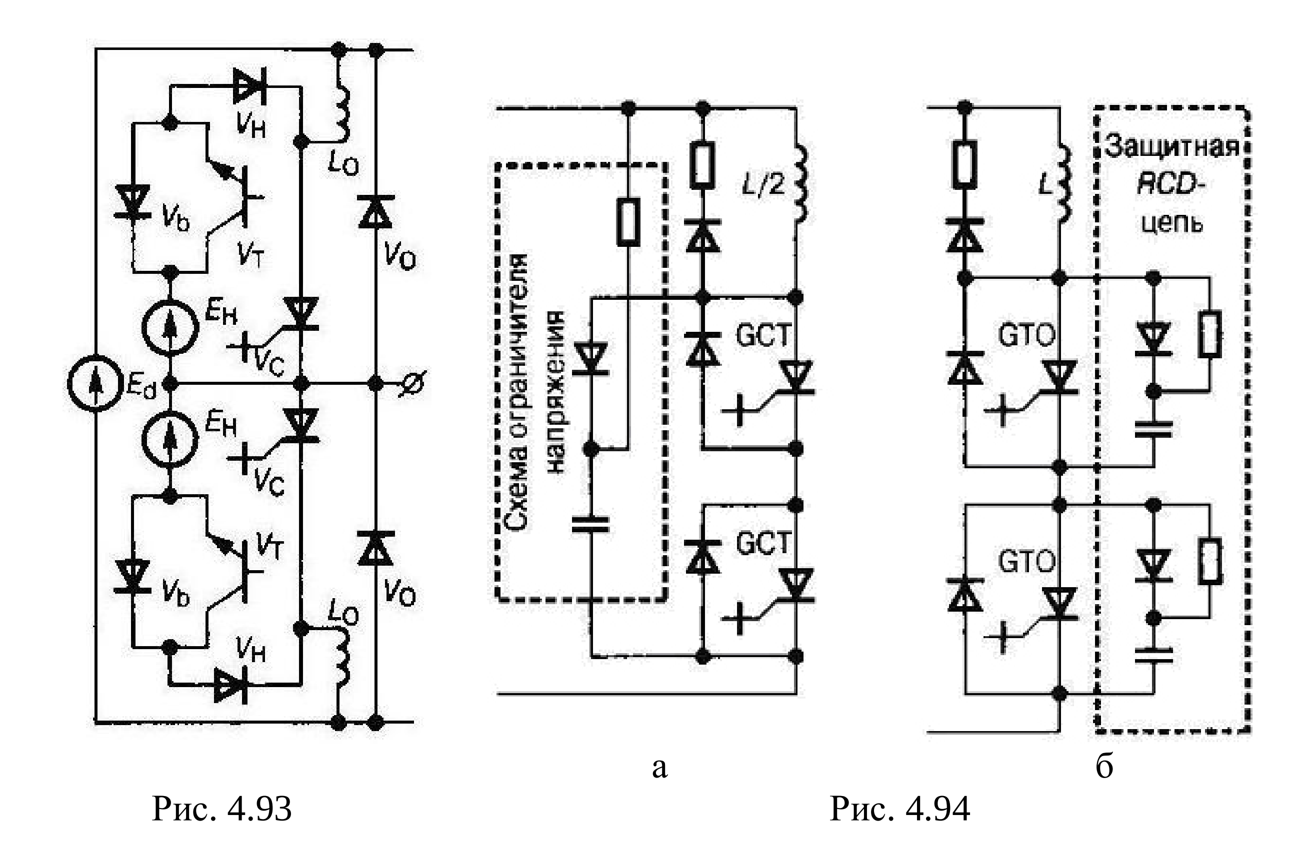


Рис. 4.92

Применение обычных RCD-цепей в преобразователе с широким изменением тока нагрузки приводит к нестабильности времени заряда демпфирующего конденсатора и ухудшает характеристики схемы. Одним из способов решения указанной проблемы является применение специальных снабберов, например, с инерционными диодами (рис. 4.93).

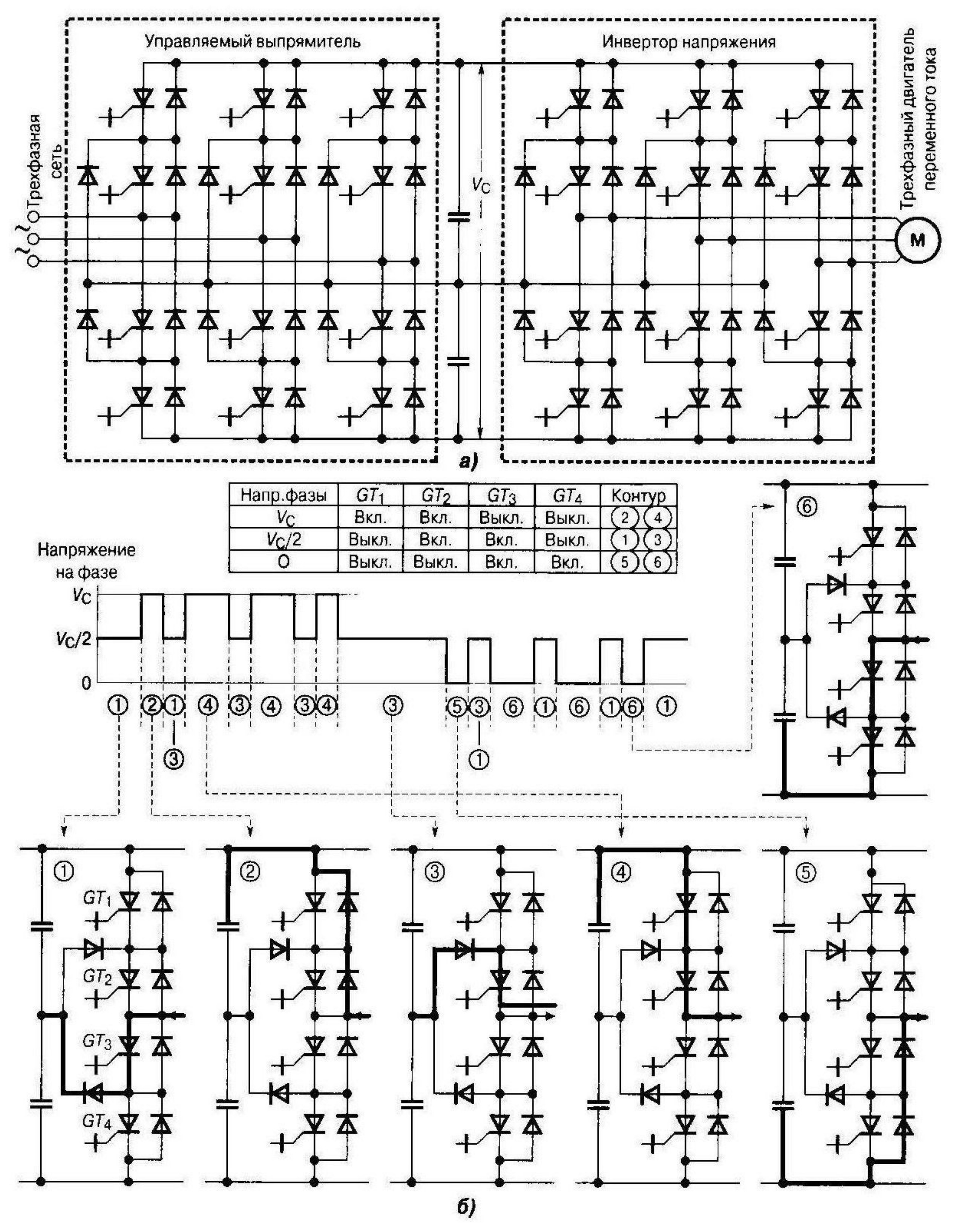
При этом оказывается возможным применение более простых и экономичных схем ограничения перенапряжений (рис. 4.94).



а б

Рис. 4.93 Рис. 4.94

В качестве примера применения мощных GTO в системах управления асинхронными двигателями на рис. 4.95 представлена схема многоступенчатого инвертора и алгоритм переключения его силовых вентилей. Данный преобразователь находит широкое применение в электротранспорте, поскольку позволяет значительно минимизировать пульсации момента и уровень шумовых помех по сравнению с другими схемными решениями. Осциллограмма выходного напряжения данного преобразователя показана на рис. 4.96.



Напр.фазы	GT_1	GT_2	GT_3	GT_4	Контур
V_C	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	② ④
$V_C/2$	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	① ③
0	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	⑤ ⑥

Рис. 4.95

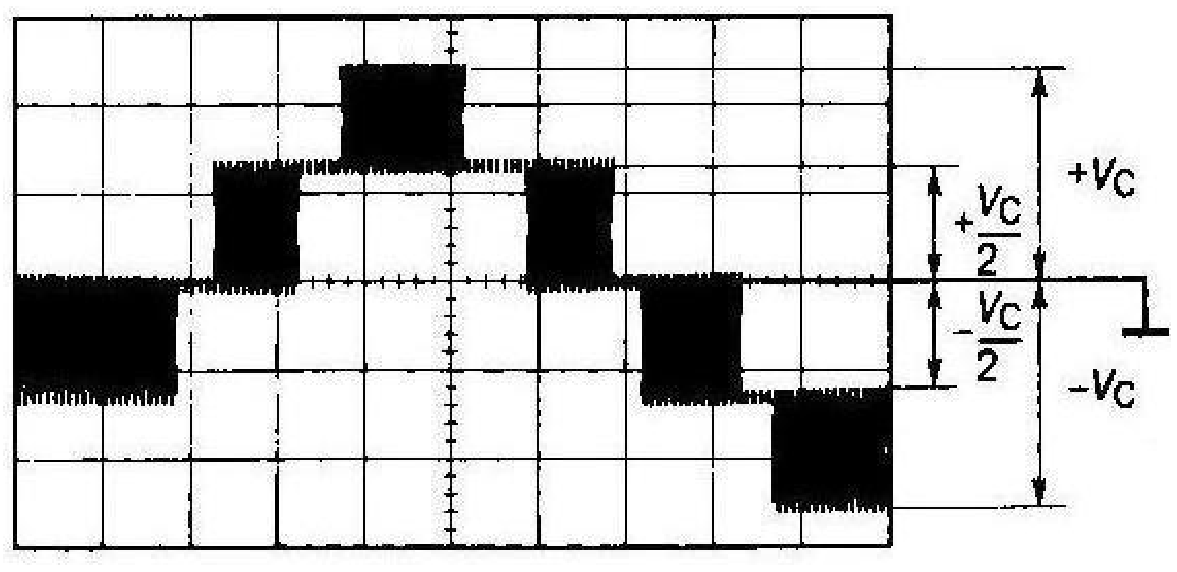


Рис. 4.96

Заключение

Создание нового поколения полупроводниковых приборов: различных силовых транзисторов, запираемых тиристоров, изменили силовую электронику и как следствие преобразовательное электрооборудование промышленных предприятий, организаций и учреждений. Современные силовые приборы отличаются: полной управляемостью, высоким быстродействием, способностью коммутировать цепи с мощностью более 1 МВт при низкой мощности в цепи управления.

Благодаря новому поколению силовых полупроводниковых ключей существенно повысились тенико-экономические показатели и функциональные возможности статических преобразователей: выпрямителей, инверторов, преобразователей частоты, различных регуляторов.

В свою очередь новые преобразователи позволили создать различные автоматизированные электропривода применяемые в промышленности. Так например, асинхронный электропривод полностью управляемый посредством реализации законов оптимального частотного управления [11].

С помощью средств современной электроники созданы принципиально новые электромеханические преобразователи, работа которых без электронных приборов была бы невозможной. К таким преобразователям относятся шаговые, вентильные двигатели, синхронные генераторы с самовозбуждением и многие другие [11].

Литература

1. Полуянович, Н.К. Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных ключей. Ч.1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. –81с.
2. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XX1, 2001.-384с.
3. Б.Ю. Семенов Силовая электроника для любителей и профессионалов.М.: Издательство «СОЛОН-Р», 2001,-321с.
4. Электронные устройства электромеханических систем: Учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений / Ю.К. Розанов, Е.М. Соколова. – М.: Издательский центр «Академия», 2004.-272.
5. Силовая электроника: Словарь терминов / Под ред. Ф.И. Ковалев. –М.: Информэлектро, 2001.Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, управление, применение: Справочное пособие: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1993.
6. Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов / Под ред. Ю.К. Розанова. –2-е изд. – М.: Информэлектро, 2001.
7. Дж. Мэрфи. Тиристорное управление двигателями переменного тока. – М.: Энергия,1979.Энергосберегающий асинхронный электропривод: Учею. Пособие для студ. Высш.учеб.заведений / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; Под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр <Академия>, 2004. – 256 с.
8. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учеб. пособие. – СПб: КОРОНАпринт, 2001.
9. Соколова Е.М. Электронные устройства в схемах трансформаторов и асинхронных двигателей. – М.: Изд-во МЭИ, 1996.
10. Забродин Ю.С. Импульсные преобразователи для электропривода постоянного тока. –М.: Изд-во МЭИ, 1997.
11. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электроприод: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И.Я. Браславского. – М.: Ихдательский центр «Академия», 2004. – 256с.
12. Розанов Ю.К. Электронные устройства электромеханических систем: Учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений / Ю.К. Розанов, Е.М. Сколова. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 272 с.
13. Москаленко В.В. Электрический привод: Учеб. пособие для сред. Проф. Образования / Владимир Валентинович Москаленко. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 368 с.
14. Плуянович. Н.К. Лекции по энергетической электронике \: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 116 с.

ПОЛУЯНОВИЧ Николай Константинович

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ПО КУРСУ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Для студентов специальности 140610

Ответственный за выпуск Полуянович Н. К.

Редактор Кочергина Т.Ф.
Корректор: Надточий З.И., Селезнева Н.И.

Компьютерная верстка: Ткач Е.И.

ЛР № 020565 от 23.06.1997 г.
Формат $60 \times 84^{1}/_{16}$. Подписано к печати 26.08.2005.
Бумага офсетная. `Печать офсетная.
Усл. п. л. – 12.5. Уч.-изд. л. – 12.2.
Заказ № . Тираж 200 экз.

Издательство Таганрогского государственного
радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Таганрогского государственного
радиотехнического университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1